



**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH**

Escola Politècnica Superior d'Enginyeria
de Vilanova i la Geltrú



TRABAJO FINAL DE MÁSTER

TÍTULO:

Simulación en MATLAB – SIMULINK de un cargador de baterías de dos etapas basado en un rectificador Boost y un convertidor resonante para aplicaciones en industria de automoción.

AUTOR: QUIJIJE BARRETO, JUAN CARLOS

FECHA DE LA PRESENTACIÓN: JULIO DEL 2019

APELLIDOS: QUIJIJE BARRETO

NOMBRE: JUAN CARLOS

**TITULACIÓN: MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE
SISTEMAS AUTOMÁTICOS Y ELECTRÓNICA
INDUSTRIAL**

PLAN: 2012

DIRECTOR: MIGUEL CASTILLA FERNÁNDEZ

DEPARTAMENTO: Ingeniería Electrónica

CALIFICACIÓN DEL TFM

TRIBUNAL

PRESIDENTE

SECRETARIO

VOCAL

FECHA DE LECTURA: 04 de julio del 2019

Este proyecto tiene en cuenta aspectos medioambientales: ☐ Sí ☐ No

Resumen

El importante avance en el desarrollo de tecnologías que reemplacen el uso energías fósiles por energías renovables ha obligado a la industria en el estudio y desarrollo de soluciones que se ajusten a estos cambios y las nuevas tendencias en el diseño y construcción de los diferentes equipos. En la industria de la automoción se ha visto un importante avance en la fabricación de vehículos eléctricos capaces de cumplir con las mismas prestaciones que los vehículos que emplean un motor de combustión interna (*ICE*), y el elemento fundamental de análisis es de cómo deberán estar constituidos para poder ser alimentados de energía eléctrica mediante un cargador de baterías que llevan implementados en todos sus modelos. Es por esta razón que el desarrollo de cargadores de baterías para vehículos eléctricos (*EVs*) se ha convertido en una necesidad inherente a la continua revolución en la industria de automoción, donde actualmente se presentan una gran variedad de tipos de cargadores con diferentes características en función de los tiempos de carga, tipo de red a la cual se conecta, tipo de cargador portátil (*off – board*) o dentro del vehículo (*on – board*), etc. Durante el desarrollo de este Trabajo de Fin de Máster, se ha desarrollado varias simulaciones para el cargador de baterías de dos etapas basado en un rectificador Boost con factor de potencia unitario (*PFC*) aplicando un *control en modo deslizante* con un lazo de control a la corriente de entrada y un *control Feed – Forward* al voltaje de salida y un convertidor resonante como segunda etapa utilizado en este tipo de aplicaciones debido a sus altas prestaciones al operar disminuir las pérdidas producidas con las frecuencias de conmutación de otros convertidores convencionales, empleando un *control proporcional integral* a la diferencia de la corriente de referencia y de salida que va en función de la frecuencia normalizada de operación en el convertidor. En ambos casos se han tomado como referencia parámetros y métodos de diseño de los elementos de cada convertidor con la finalidad de obtener resultados lo más cercanos a la realidad posibles y sirvan como un punto de referencia de futuros diseños de cargadores para *EVs*. Los resultados obtenidos en cada una de las simulaciones del cargador de baterías nos han permitido concluir que se han logrado el objetivo de realizar un seguimiento del voltaje, corriente y potencia de referencia que viene representada por la curva de carga de baterías empleadas en la industria de automoción con una primera etapa de carga a corriente constante, una segunda etapa de carga a voltaje constante y finalmente una carga de mantenimiento con una baja corriente de referencia.

Palabras clave:

Rectificador Boost	Convertidor Resonante	Control en modo deslizante
Tanque resonante	Frecuencia de resonancia	Frecuencia normalizada
Vehículos eléctricos	Cargador de baterías	

Abstract

The important advance in the development of technologies that replace the use of fossil fuels with renewable energies has forced the industry to study and develop solutions that adjust to these changes and the new trends in the design and construction of the different equipment. In the automotive industry has seen an important advance in the manufacture of electric vehicles capable of meeting the same performance as vehicles that use an internal combustion engine (*ICE*), and the fundamental element of analysis is how they should be constituted to be able to be fed of electrical energy by means of a battery charger that they have implemented in all their models. It is for this reason that the development of battery chargers for electric vehicles (*EVs*) has become an inherent necessity of the continuous revolution in the automotive industry, where a wide variety of types of chargers with different characteristics are currently presented. of the charging times, type of network to which it is connected, type of portable charger (off - board) or inside the vehicle (*on - board*), etc. During the development of this Master End Work, several simulations have been developed for the two-stage battery charger based on a Boost rectifier with unit power factor correction (*PFC*) applying a *sliding mode control* with a control loop to the input current and a *Feed - Forward control* to the output voltage and a resonant converter as a second stage used in this type of applications due to its high performance when operating reduce the losses produced with the switching frequencies of other conventional converters, using a *proportional integral control* to the difference of the reference and output current that is a function of the normalized frequency of operation in the converter. In both cases parameters and methods of design of the elements of each converter have been taken as reference in order to obtain results as close to reality as possible and serve as a point of reference for future designs of loaders for *EVs*. The results obtained in each of the simulations of the battery charger allowed us to conclude that the objective of tracking the voltage, current and reference power represented by the charge curve of batteries used in the industrial automotive with a first stage of charge at constant current, a second stage of charge at constant voltage and finally a maintenance charge with a low reference current.

Keywords:

Boost Rectifier	Resonant converter	Sliding mode control
Resonant tank	Resonant frequency	Normalized frequency
Electric Vehicles	Battery charger	

Índice de contenidos

Resumen	iii
Abstract	iv
Índice de contenidos	v
Índice de figuras	viii
Índice de tablas	xii
Nomenclatura	xiv
Introducción	1
Motivación.....	1
Objetivo general	1
Objetivos específicos.....	1
Planteamiento del problema.....	2
Justificación.....	3
Capítulo 1	6
Introducción a los cargadores de baterías de vehículos eléctricos	6
1.1 Vehículos eléctricos.....	6
1.1.1 Tipos de EVs	8
1.1.1.1 HEV – Vehículos eléctricos híbridos	8
1.1.1.2 PHEV – Vehículos eléctricos enchufables	9
1.1.1.3 BEV – Vehículos eléctricos de batería	10
1.1.1.4 FCEV – Vehículos eléctricos de pila de combustible	11
1.2 Cargadores de batería.....	11

1.2.1	Tipos de recarga y tiempos	12
1.2.1.1	Cargadores de carga lenta.....	12
1.2.1.2	Cargadores de carga semi – rápida (Quick – Charge).....	13
1.2.1.3	Cargadores de carga rápida (Fast charge)	13
1.2.2	Baterías para EVs.....	14
1.2.2.1	Caracterización de las baterías	17
	Estado de carga – State of Charge (SOC) %	17
	Profundidad de descarga – Depth of discharge (DOD)	18
	Tensión de Vacío (<i>E_o</i>).....	18
	Tensión en circuito cerrado (<i>E</i>)	18
	Resistencia interna (<i>R</i>).....	18
	Capacidad (<i>C</i>)	19
1.2.2.2	Proceso de carga	19
1.2.2.3	Proceso de descarga	21
1.2.2.4	Ciclo de carga – descarga.....	22
1.2.2.5	Autodescarga	22
1.2.2.6	Vida útil.....	23
Capítulo 2	24
Convertidores y Rectificadores	24
2.1	Filtro de interferencia electromagnética (Emi Filter).....	25
2.2	Convertidores para EVs	26
2.2.1	Rectificador Boost (AC/DC)	27
2.2.1.1	Condiciones de solubilidad	30
2.2.1.2	Control.....	32
	Diseño del controlador en modo deslizante.....	32
2.2.2	Convertidor Resonante	35
2.2.2.1	Modos de operación	39
	Frecuencia de conmutación menor a la frecuencia de resonancia.....	39
	Frecuencia de conmutación igual a la frecuencia de resonancia.....	41
	Frecuencia de conmutación mayor a la frecuencia de resonancia	42
2.2.2.2	Control.....	43

2.3	Cargador de batería basado en Rectificador Boost y Convertidor Resonante LLC.....	44
Capítulo 3		46
Simulación		46
3.1	Modelado del cargador	46
3.1.1	Topología del cargador.....	46
3.1.2	Especificaciones.....	47
3.1.3	Fase del Rectificador de Potencia Unitario (UPRF).....	48
3.1.3.1	Modelo en simulink Rectificador Boost PFC	53
3.1.4	Fase Convertidor Resonante DC-DC	55
3.1.4.1	Modelo en simulink del Convertidor Resonante LCC	63
3.2	Modelado de la batería	68
Capítulo 4		70
Análisis de resultados		70
4.1	Respuesta del Rectificador AC – DC con Factor de Potencia Unitario	70
4.2	Respuesta del Convertidor resonante DC – DC de alta frecuencia	75
4.3	Respuesta del sistema completo	94
4.3.1	Voltaje y corriente de entrada del cargador.....	95
4.3.2	Voltaje de salida primera etapa en el convertidor Boost	95
4.3.3	Voltaje de salida del cargador.....	96
4.3.4	Corriente de salida del cargador	97
4.3.5	Potencia de salida del cargador.....	99
Capítulo 5		100
Conclusiones y Perspectivas de trabajo		100
5.1	Conclusiones	100
5.2	Perspectivas de trabajo	102
Agradecimientos		103
Referencias		104

Índice de figuras

Figura 1 Fuentes de energía renovable, tecnologías y aplicaciones.....	2
Figura 2 Relación de la previsión de ventas de vehículos eléctricos.	4
Figura 3 Tiempos de carga batería de un Renault R90 o Q90 en función del tipo de red del cual se realice la carga a las baterías.	5
Figura 4 Top ventas 2017 en los 3 principales mercados mundiales.....	7
Figura 5 Esquema de funcionamiento de un HEV.....	8
Figura 6 Esquema de funcionamiento de un PHEV Mitsubishi Outlander	9
Figura 7 Esquema de un BEV con diseño On – board charger del Tesla modelo S.	10
Figura 8 Esquema de un FCEV de la marca Nissan X-TRAIL FCV	11
Figura 9 Cargador convencional de carga lenta conectado a la red de 230[VAC[.....	12
Figura 10 Renault Zoe con cargador Camaleón semi – rápido	13
Figura 11 Estación de carga rápida (DC Fast charge) para EVs de hasta 50kW	14
Figura 12 Funcionamiento de una batería.....	15
Figura 13 Curva de carga típica de una batería electroquímica	20
Figura 14 Curva de descarga típica de una batería electroquímica	21
Figura 15 Curvas de auto descarga en función de la capacidad y el tiempo de almacenamiento	22
Figura 16 Degradación de la capacidad de una batería en función de sus ciclos de carga	23
Figura 17 Arquitectura típica de un cargador de baterías para EVs.....	24
Figura 18 Componentes de un filtro de interferencia electromagnética.....	25
Figura 19 Prueba de emisión conductiva en un filtro EMI conectado.....	26
Figura 20 Diagrama de bloques general de un cargador de baterías “on – board” monofásico	26
Figura 21 Esquema de un rectificador de factor de potencia unitario basado en un convertidor Boost	27
Figura 22 Modo de conducción continua MCC, topología (ON/OFF)	28
Figura 23 Formas de onda del convertidor Boost operando en modo continuo y discontinuo	29
Figura 24 Formas de onda de la corriente de línea del inductor y de entrada de los tres modos de operación diferentes: CCM, CrCM, DCM.	29
Figura 25 Diseño del rectificador Boost.....	30

Figura 26 Esquema general de un convertidor DC – DC	35
Figura 27 Tipología de los RC: a) Series Resonant Converter; b) Parallel Resonant Converter.....	36
Figura 28 Curvas de ganancia del convertidor SRC.....	37
Figura 29 Convertidor Resonante LLC con puente completo.....	38
Figura 30 Convertidor resonante LLC operando por debajo de la frecuencia de resonancia. (a) Topología; (b) Formas de onda.....	40
Figura 31 Modos de trabajo topológicos del convertidor resonante LLC operando por debajo de la frecuencia de resonancia.....	40
Figura 32 Convertidor resonante LLC operando a frecuencia de resonancia. (a) Topología; (b) Formas de onda y (c) modos de trabajo topológicos.	41
Figura 33 Convertidor resonante LLC operando por encima de la frecuencia de resonancia. (a) Topología; (b) Formas de onda.....	42
Figura 34 Modos de trabajo topológicos del convertidor resonante LLC operando por encima de la frecuencia de resonancia.	43
Figura 35 a) Primera fase del cargador con un convertidor Boost PFC; b) Segunda fase del cargador con un convertidor resonante unidireccional.....	44
Figura 36 Esquema del Sistema para cargar baterías del Renault Zoe.....	46
Figura 37 Conjunto del cargador, convertidor, motor, y batería del Renault Zoe.....	47
Figura 38 Condensador 1000[μ F] 800V CLE800K1000-FS-225.....	52
Figura 39 Modelo del Rectificador PFC en Simulink	53
Figura 40 Voltaje de entrada de la red con perturbación del $\pm 15\%$	53
Figura 41 Control aplicado al Rectificador PFC	54
Figura 42 Señal de control al IGBT	54
Figura 43 Señal de control al IGBT (Zoom)	55
Figura 44 Curva de ganancia M_g vs f_n para factores de calidad Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 y Q_5 en función de los voltajes de salida de referencia para la batería.	62
Figura 45 Modelo del Convertidor Resonante DC – DC en Simulink	63
Figura 46 Control aplicado para obtención de curvas de corriente de salida I_{out} vs f_n	64
Figura 47 Curvas de corriente de salida I_{out} vs f_n para diferentes valores de V_{out}	65
Figura 48 Zoom de curvas de corriente de salida I_{out} vs f_n para diferentes valores de V_{out} en el rango de $0.1 \leq f_n \leq 0.35$	65
Figura 49 Zoom de curvas de corriente de salida I_{out} vs f_n para diferentes valores de V_{out} en el rango de $0.3 \leq f_n \leq 1.1$	66
Figura 50 Zoom de curvas de corriente de salida I_{out} vs f_n para diferentes valores de V_{out} en el rango de $0.3 \leq f_n \leq 1.1$ y rango de corriente de salida $0 \leq I_{out} \leq 17$ [A].....	66
Figura 51 Control aplicado al convertidor resonante DC – DC	67
Figura 52 Curvas de trabajo del convertidor I_{out} vs f_n en el rango de operación del convertidor.....	67
Figura 53 Modelado de la batería en Simulink.....	68

Figura 54 (a) Perfil de carga de una batería basado en una etapa de precarga, carga a corriente constante y carga a voltaje constante; (b)Perfiles de curvas de Corriente de batería I_{ref} batería, Voltaje de batería V_{ref} batería y Potencia de batería P_{ref} batería de referencia en estado de carga.....	69
Figura 55 Corriente y Voltaje de entrada del Rectificador Boost PFC en fase	70
Figura 56 Zoom de la Corriente y Voltaje de entrada del Rectificador Boost PFC en fase	71
Figura 57 Potencia de entrada del Rectificador Boost PFC.....	71
Figura 58 Corriente del inductor a la salida del puente rectificador del rectificador Boost PFC.....	72
Figura 59 Voltaje de salida rectificado después del puente de diodos del convertidor Boost PFC.....	72
Figura 60 Zoom del voltaje de salida rectificado después del puente de diodos del convertidor Boost PFC.....	73
Figura 61 Voltaje de salida del rectificador Boost PFC	73
Figura 62 Corriente de salida del rectificador Boost PFC.....	74
Figura 63 Potencia de salida del rectificador Boost PFC.....	74
Figura 64 Voltaje de salida de batería y voltaje de referencia seguido para un EV	89
Figura 65 Corriente de salida de batería y corriente de referencia a seguir.....	90
Figura 66 Curva de frecuencia normalizada f_n en función de t para la curva de carga de un EV	90
Figura 67 $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ presentes en el proceso de carga de la batería de un EV	91
Figura 68 Zoom de las corrientes $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ presentes en el proceso de carga de la batería de un EV en el intervalo inicial	91
Figura 69 Zoom de las corrientes $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ presentes en el proceso de carga de la batería de un EV en el intervalo de carga a corriente constante	92
Figura 70 Zoom de las corrientes $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ presentes en el proceso de carga de la batería de un EV en el intervalo de carga a voltaje constante	92
Figura 71 Zoom de las corrientes $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ presentes en el proceso de carga de la batería de un EV en el intervalo final.....	93
Figura 72 Potencia de salida presente en el proceso de carga de la batería de un EV ..	93
Figura 73 Curva de frecuencia de trabajo durante el proceso de carga de la batería de un EV	94
Figura 74 Modelo del cargador de baterías de dos etapas para EVs	94
Figura 75 (a)Voltaje y corriente en la entrada del cargador de baterías para EVs con perturbación en la red. (b) Zoom donde el voltaje y la corriente están en fase cumpliendo el requisito de factor de potencia unitario	95
Figura 76 Voltaje de salida rectificado a la salida de la primera etapa del cargador de baterías para EVs	96

Figura 77 Voltaje de salida de la batería según curva de carga para EVs	96
Figura 78 Corriente de salida de la batería según la curva de carga para EVs	97
Figura 79 Iprimario, Isecundario, Imagentización en el proceso de carga de la batería: (a) Simulación considerando sólo la segunda etapa y (b) Simulación considerando el sistema completo y el tiempo de estabilización en el arranque del sistema.....	98
Figura 80 Frecuencia normalizada f_n presente durante el proceso de carga de la batería	98
Figura 81 Frecuencia de trabajo presente durante el proceso de carga de la batería	99
Figura 82 Potencia de salida durante el proceso de carga de la batería	99

Índice de tablas

Tabla 1 Parámetros del Rectificador Boost PFC	47
Tabla 2 Parámetros de diseño del convertidor resonante DC – DC	48
Tabla 3 Parámetros calculados del convertidor resonante DC – DC	60
Tabla 4 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 125$ [V] e $I_{out} = 0.5$ [A]	75
Tabla 5 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 125$ [V] e $I_{out} = 5$ [A]	76
Tabla 6 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 125$ [V] e $I_{out} = 10$ [A]	77
Tabla 7 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 125$ [V] e $I_{out} = 16$ [A]	77
Tabla 8 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 150$ [V] e $I_{out} = 0.5$ [A]	78
Tabla 9 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 150$ [V] e $I_{out} = 5$ [A]	79
Tabla 10 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 150$ [V] e $I_{out} = 10$ [A]	80
Tabla 11 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 150$ [V] e $I_{out} = 16$ [A]	80
Tabla 12 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 175$ [V] e $I_{out} = 0.5$ [A]	81
Tabla 13 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 175$ [V] e $I_{out} = 5$ [A]	82
Tabla 14 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 175$ [V] e $I_{out} = 10$ [A]	82
Tabla 15 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 175$ [V] e $I_{out} = 16$ [A]	83
Tabla 16 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 200$ [V] e $I_{out} = 0.5$ [A]	84
Tabla 17 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 200$ [V] e $I_{out} = 5$ [A]	84

Tabla 18 Resultados de simulación del convertidor resonante para Vout = 200 [V] e Iout = 10 [A]	85
Tabla 19 Resultados de simulación del convertidor resonante para Vout = 200 [V] e Iout = 16 [A]	86
Tabla 20 Resultados de simulación del convertidor resonante para Vout = 225 [V] e Iout = 0.5 [A]	86
Tabla 21 Resultados de simulación del convertidor resonante para Vout = 225 [V] e Iout = 5 [A]	87
Tabla 22 Resultados de simulación del convertidor resonante para Vout = 225 [V] e Iout = 10 [A]	88
Tabla 23 Resultados de simulación del convertidor resonante para Vout = 225 [V] e Iout = 16 [A]	88

Nomenclatura

EV	Vehículo eléctrico (Electric vehicle)
$ICE + HEV$	Vehículo eléctrico híbrido + Motor de combustión interna (Internal Combustion Engine + Hybrid Electric vehicle)
BEV	Vehículo eléctrico de batería (Battery electric vehicle)
$PHEV$	Vehículo híbrido eléctrico enchufable (Plug – in Hybrid Electric vehicle)
$FCEV$	Vehículo eléctrico de pila de combustible (Fuel Cell Electric vehicle)
ICE	Motores de Combustión Interna (Internal Combustion Engine)
SOC	Estado de carga (State of charge)
DOD	Profundidad de descarga (Depth of discharge)
$EMI Filter$	Filtro de interferencia electromagnética (Electromagnetic Interference Filter)
CCM	Modo de conducción continua (Continuos Conduction Mode)
DCM	Modo de conducción discontinua (Discontinuos Conduction Mode)
$CrCM$	Modo de conducción crítica (Critical Conduction Mode)
SRC	Convertidor Resonante Serie (Series Resonant Converter)
PRC	Convertidor Resonante Paralelo (Parallel Resonant Converter)
ZCS	Conmutación de corriente cero (Zero Current Switching)
ZVS	Conmutación de voltaje cero (Zero Voltage Switching)
SOC_{bat}	Estado de carga de la batería (State of charge of battery)
R_{bat}	Resistencia interna de la batería
E_o	Tensión de vacío de la batería
C_{bat}	Capacidad de la batería
E_a	Tensión aplicada a la batería en el ciclo de carga – descarga
E_b	FEM respecto al voltaje de la batería ciclo de carga – descarga
R_o	Resistencia externa del circuito de la batería
L_1	Inductancia del convertidor Boost
$ V_{ac} $	Voltaje AC rectificado del convertidor Boost
r	Resistencia
i_1	Corriente del inductor en el convertidor Boost
C_1	Capacitor del convertidor Boost

u_1	Ley de control del convertidor Boost
i_{inv}	Corriente de salida del convertidor Boost
$\langle P_{in} \rangle_{DC}$	Potencia de entrada promedio DC
$\langle P_{out} \rangle_{DC}$	Potencia de salida promedio DC
V_{in}	Voltaje de entrada
V_{out}	Voltaje de salida
i_{in}	Corriente de entrada
i_{out}	Corriente de salida
I_d	Corriente deseada en la entrada
R_{boost}	Resistencia del convertidor Boost
K	Proporcional de la superficie de control
S	Superficie de control
\dot{S}	Derivada de superficie de control respecto del tiempo
u_{eq}	Control equivalente
K_p	Constante proporcional del PI
K_i	Constante integral del PI
$V_{out\ ref}$	Voltaje de referencia convertidor Boost
f_r	Frecuencia de resonancia
L_r	Inductancia del tanque resonante
C_r	Capacitancia del tanque resonante
f_{sw}	Frecuencia de conmutación o trabajo
$f_{n\ max}$	Frecuencia normalizada máxima
$f_{n\ min}$	Frecuencia normalizada mínima
f_n	Frecuencia normalizada
f_{max}	Frecuencia máxima de operación
Q_e	Factor de calidad
R_{eq}	Resistencia equivalente de la carga en el convertidor resonante
n	Relación de transformación
i_r	Corriente en el primario del tanque resonante
i_s	Corriente en el secundario del convertidor
i_m	Corriente de magnetización
C_o	Capacitor del convertidor resonante
D_{1-4}	Diodos
$i_{referencia\ bateria}$	Corriente de referencia de la batería
$V_{referencia\ bateria}$	Voltaje de referencia de la batería
$V_{in\ Boost\ min}$	Voltaje de entrada mínimo del convertidor resonante
$V_{in\ Boost\ max}$	Voltaje de entrada máximo del convertidor resonante
$V_{in\ Boost\ nominal}$	Voltaje de entrada nominal del convertidor resonante
$V_{out\ Resonant}$	Voltaje de salida regulado
M_{min}	Ganancia mínima

M_{max}	Ganancia máxima
$M_{critico}$	Ganancia crítica
l	Ratio de la inductancia
$Z_{o\ max}$	Impedancia máxima
Z_o	Impedancia calculada convertidor
$I_{out\ critico}$	Corriente de salida crítica
$I_{in\ critico}$	Corriente de entrada crítica
$V_{out\ critico}$	Voltaje de salida crítico
L_m	Inductancia de magnetización
R_m	Resistencia de magnetización

Introducción

MOTIVACIÓN

En la actualidad, los vehículos eléctricos son una tendencia hacia la cual se van orientando todas las gamas del sector de la automoción. Con la experiencia adquirida en el grado de Ingeniería Mecánica, se ha podido comparar la eficiencia en la transformación de la energía en los motores de combustión interna ya sean de gasolina o diésel, que bordean entre el 25 y el 35% donde la mayor cantidad de energía se pierde por calor, en comparación con los motores eléctricos que presentan altas eficiencias que superan el 95%. Con este avance tecnológico y la apuesta por el cambio en la matriz energética, en la cual se hace uso de la energía eléctrica como una de las principales formas de energía con innumerables aplicaciones, sumándose a estas su evolución en el desarrollo de los vehículos eléctricos, es de gran importancia su estudio, comprensión y análisis para poder hacer frente al constante desarrollo en esta área de la industria.

OBJETIVO GENERAL

El objetivo principal de este proyecto es estudiar y simular en MATLAB – SIMULINK un cargador de baterías de dos etapas basado en un rectificador Boost y un convertidor resonante para aplicaciones en vehículos eléctricos de la industria automotriz.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar el estudio del rectificador Boost para conversión de energía alterna AC en DC de 800 V para aplicaciones en el sector de automoción como primera etapa del cargador de baterías.

- Realizar el estudio del convertidor resonante o de alta frecuencia como segunda etapa del cargador de baterías.
- Simular el cargador de baterías de dos etapas mediante las herramientas de “*Sim Power Systems*” de MATLAB – SIMULINK
- Realizar los análisis de los resultados de la simulación en base a la aplicación de este tipo de configuración.

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

El avance de las tecnologías en cuanto a las aplicaciones en muchos de los sectores de la industria supone un estudio en cuanto a la gestión de la energía para la utilización de recursos energéticos provenientes de fuentes renovables y que reduzcan sus emisiones de CO₂ provenientes del uso de combustibles fósiles como el gasoil, gas y otros diferentes hidrocarburos. Según el Informe Especial N°05 (Tribunal de Cuentas Europeo, 2018) expresa que un mayor uso de las energías renovables se debe convertir en algo fundamental para poder reducir las emisiones de los gases del efecto invernadero como son el CO₂, CO, NO, NO_x, SO_x dentro de la Unión Europea y por lo cual la tendencia marca a dejar de lado a la dependencia que se tiene en los combustible fósiles. En la **Figura 1**, se muestran resumidas las fuentes de energía renovable, sus tecnologías y aplicaciones.







Energía solar	Energía eólica	Energía marina	Energía hidroeléctrica	Energía geotérmica	Bioenergía
					
Fuente: Sol	Fuente: Viento	Fuente: Oleaje, mareas	Fuente: Agua	Fuente: Tierra	Fuente: Biomass, waste
Tecnologías: Fotovoltaica, Termosolar	Tecnologías: Turbinas eólicas	Tecnologías: Presas, presas mareomotrices	Tecnologías: Centrales hidroeléctricas	Tecnologías: Sistemas geotérmicos superficiales y bombas de calor	Tecnologías: Combustión de biomasa, plantas de biogás, biocarburantes
Aplicaciones: Electricidad, Calefacción y Refrigeración	Aplicaciones: Electricidad	Aplicaciones: Electricidad	Aplicaciones: Electricidad	Aplicaciones: Electricidad, Calefacción y Refrigeración	Aplicaciones: Electricidad, Calefacción y Refrigeración, Transporte

Figura 1 Fuentes de energía renovable, tecnologías y aplicaciones
Fuente: Obtenido de (Tribunal de Cuentas Europeo, 2018)

Todas estas fuentes de energía tienen como principales objetivos en la mayoría de sus aplicaciones la generación de energía eléctrica y energía térmica siendo la primera la más importante y utilizada para a posterior convertirlo en otro tipo de energía o aplicación final tenga. Una de las aplicaciones de uso masivo de combustible en los últimos años es en el sector de la automoción donde se han realizado varios estudios y tendencias al uso de energías limpias que reduzcan las emisiones y contribuyan a un mejor uso del recurso energético del cual proviene. Es por esta razón que se ha realizado un importante avance en cuanto al diseño, fabricación, producción y distribución de vehículos eléctricos al mercado.

Sin embargo, se requiere de una constante investigación en cuanto a la carga de las baterías que estos vehículos utilizan, ya que, en función del tipo de configuración en cuanto a sus convertidores, influirá en el tiempo de carga, los efectos que presentan los mismos en cuanto a la carga, así como la robustez frente a la presencia de interferencias por parte de la red en el momento de la carga de las baterías de estos vehículos.

JUSTIFICACIÓN

El desarrollo, la implementación y el crecimiento de vehículos ofertados en el parque automotor, supone un continuo estudio en cuanto a la optimización de los recursos energéticos que involucren estos vehículos eléctricos. La utilización de motores eléctricos como medida alternativa al uso de motores de combustión interna, se justifica por la alta eficiencia que presentan los primeros frente a estos últimos en cuanto al rendimiento. No obstante, se deben tomar en cuenta varios factores en la aplicación de los motores en los vehículos eléctricos y en el sector de automoción se debe configurar lo vehículos para satisfacer las necesidades del cliente, que básicamente se resumen en la autonomía, vida útil de las baterías, y el tiempo de carga de estas.

Según el Informe Blomberg (Bloomberg New Energy Finance, 2018) se tiene prevista una revolución del coche eléctrico estimada para el año 2022 en la cual se tiene contemplada la reducción de los precios de las baterías empleadas en vehículos eléctricos (*Electric Vehicles – EV*); así como la reducción en el coste total del mismo frente a un vehículo con motor de combustión interna ya sea de gasolina o diésel.

En la **Figura 2** se muestra la tendencia de la previsión de ventas de los diferentes tipos de EV que se prevé que llegará a los 41 millones en 2040, que representará el 35% de las nuevas ventas de vehículos ligeros frente al medio millón de vehículos vendidos en el año 2015 entre los cuales se mencionan los siguientes en cada una de sus tipologías a los vehículos eléctricos híbridos con motor de combustión interna (*Internal Combustion Engine + Hybrid Electric Vehicle – ICE + HVE*) que dominan las ventas seguidos de los vehículos eléctricos de batería (*Battery Electric Vehicle – BEV*), después los vehículos híbridos eléctricos enchufable (*Plug – in Hybrid Electric Vehicle – PHEV*).

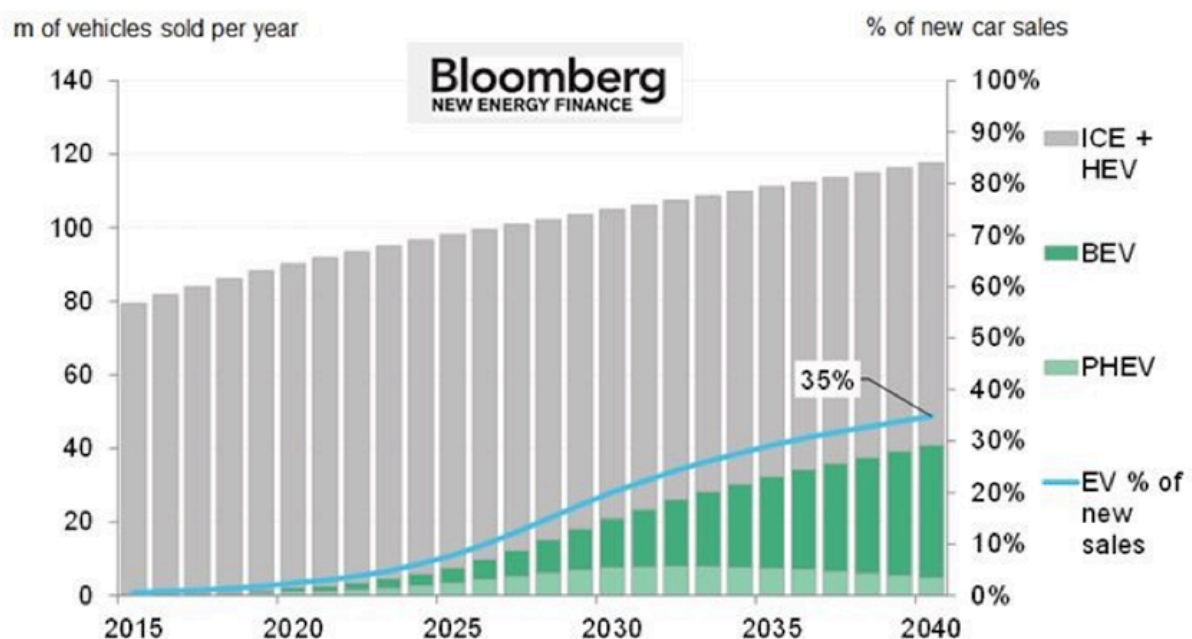


Figura 2 Relación de la previsión de ventas de vehículos eléctricos.

Fuente: Obtenido de (Bloomberg New Energy Finance, 2018)

Un ejemplo claro lo podemos apreciar del RENAUL ZOE 40, el cual su potencia de carga depende del motor que se monte (R90 o Q90). El primero R90 es con carga regular a 22kW y el segundo modelo Q90 que posee carga rápida “QuickCharge” de 43kW.

Como se puede apreciar en la **Figura 3**, el tiempo de carga depende del tipo de conector que poseamos, y el tipo de red al cual estamos conectados. A medida que aumentemos el valor de la corriente suministrada, disminuirémos el tiempo de carga de la batería.

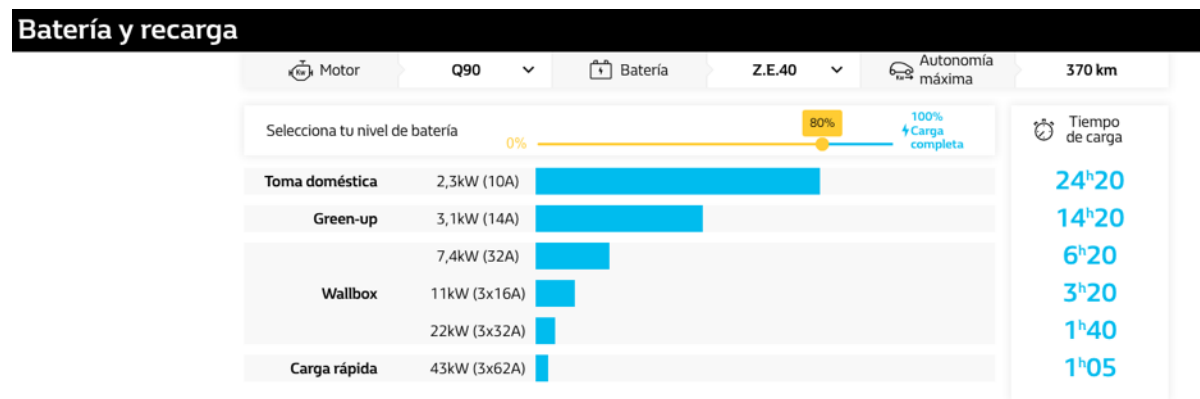


Figura 3 Tiempos de carga batería de un Renault R90 o Q90 en función del tipo de red del cual se realice la carga a las baterías.

Fuente: Obtenido de (Garvía, 2017)

Es por esta razón que en el presente trabajo se deberá determinar cómo se requiere que sea la corriente a la salida del cargador de baterías, ya que esta está directamente relacionada con el proceso de carga de esta. La utilización de esta configuración de cargador de baterías nos permitirá conocer el comportamiento que presentará ante los distintos tipos de vehículos, así como de la red de la cual suministremos la energía.

Capítulo 1

Introducción a los cargadores de baterías de vehículos eléctricos

En el presente capítulo se desarrollará una introducción a los vehículos eléctricos, las tendencias actuales que se tiene en base a los diferentes modelos de vehículos eléctricos en los cuales se aplican los diferentes tipos de cargadores de baterías, los diferentes tipos de baterías para estas aplicaciones, así como las curvas de funcionamiento, carga, descarga de las baterías.

1.1 VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

Los vehículos eléctricos son una tecnología prometedora en cuanto se refiere a una alternativa para la reducción de los gases del efecto invernadero provenientes de la quema de combustibles como lo presentan una gran mayoría de los vehículos que presentan motores de combustión interna en su diseño e infraestructura. Dentro de las principales razones por aportar por esta tecnología es el incremento de las ventas de estos ejemplares en cada uno de los países más consumidores a nivel mundial. Según la revista (Perspectivas de crecimiento de la movilidad eléctrica, 2017) presenta el top de ventas de este tipo de vehículos en las 3 economías más importantes del mundo, la cual está conformado por los mercados de los países de la Unión Europea, EE. UU. y China. En la **Figura 4** se muestran los 3 vehículos más vendidos en cada uno de estos mercados liderado por el Renault ZOE con una media de 31000 unidades en los países europeos, una cifra similar en el *Tesla Model S* en el país norteamericano,

y duplicando dicha cifra cerca de las 80000 unidades con el modelo BAIC EC – Series en el país asiático.

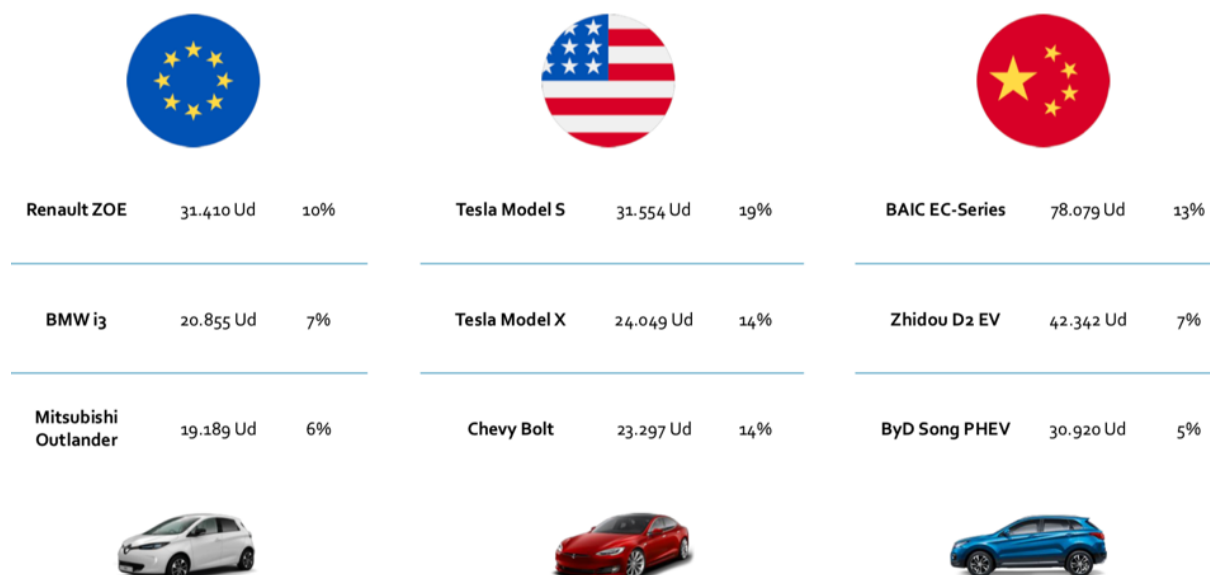


Figura 4 Top ventas 2017 en los 3 principales mercados mundiales

Fuente: Obtenido de (Perspectivas de crecimiento de la movilidad eléctrica, 2017)

La historia de los EVs, empieza en el siglo XIX, con los principios del almacenaje químico de la energía eléctrica y el electromagnetismo con Volta y Faraday, quienes con su aporte sentaron las bases para estas líneas de investigación. Posteriormente se tiene la presencia de Karl Benz, Otto, Diesel con el boom de los motores de combustión interna. Los primeros vehículos eléctricos aparecieron para los taxis de las ciudades más importantes como Londres, New York y Paris debido a su alta demanda, ya que las compañías de taxis de estas ciudades mantenían sus baterías en sus garajes y sus distancias recorridas diarias eran soportadas por la autonomía de dichas baterías. Sin embargo, con la introducción de la producción en serie con el Modelo T desarrollada por Ford, monopolizó la tendencia hacia este sector con la aplicación de vehículos con ICEs a pesar de la expansión de la energía eléctrica, donde perdieron protagonismo por costos, autonomía, velocidad, potencia y el tiempo de recarga.

Los EVs perdieron interés en su desarrollo y estudio desde 1920 hasta casi 1970, cuando se empezó a comprender las consecuencias que estaba dejando el uso excesivo de combustibles

fósiles y su impacto negativo frente al ecosistema. (La incorporación de los vehículos eléctricos en América Latina, 2017)

1.1.1 TIPOS DE EVS

Dentro de la gama de los EVs, existen varios tipos de vehículos los cuales se pueden clasificar normalmente en cuatro tipos que son: Vehículos eléctricos híbridos (HEVs), vehículos híbridos eléctricos híbridos (PHEVs), vehículos eléctricos de batería pura (BEVs) y vehículos eléctricos de pila de combustible (hidrógeno) (FCEVs) (La incorporación de los vehículos eléctricos en América Latina, 2017)

1.1.1.1 HEV – VEHÍCULOS ELÉCTRICOS HÍBRIDOS

Los HEVs presentan en su configuración la combinación de un motor eléctrico, una batería y un motor de combustión interna. El uso de un motor u otro depende de las exigencias del conductor y del terreno (relieve, inclinación, etc.) en el cual se encuentre el vehículo al cual se puede priorizar la utilización de uno u otro para maximizar la autonomía que presenta el mismo.

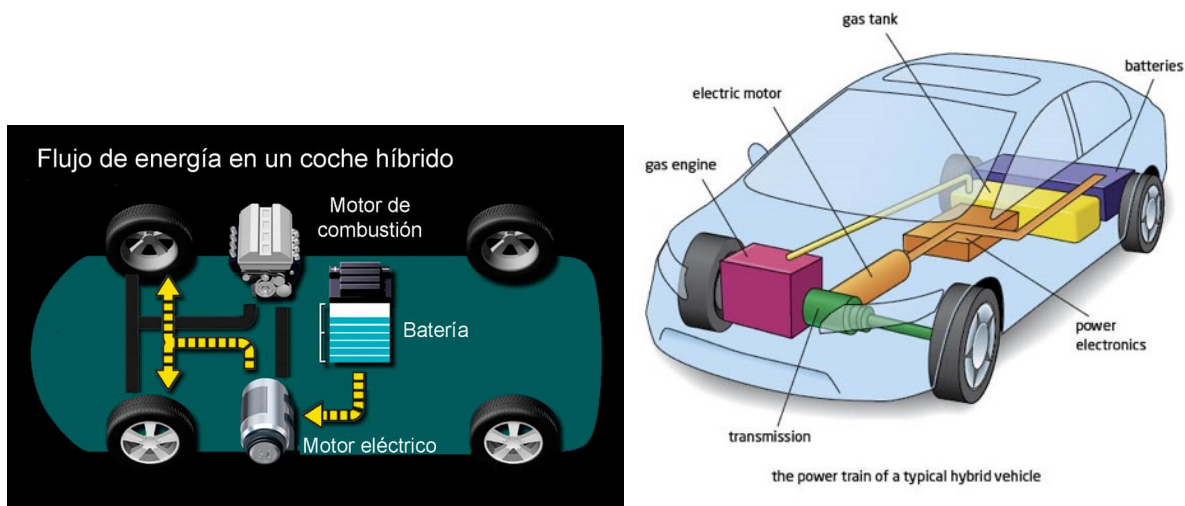


Figura 5 Esquema de funcionamiento de un HEV

Fuente: Obtenido de (Difference between hybrid and electric vehicles, 2017)

La batería de estos vehículos se carga con el movimiento continuo del vehículo en la que se aprovecha su energía cinética para cargarla, así como aprovechan el uso del freno regenerativo por lo cual estos vehículos no necesitan estar conectados o enchufados a la red para poder

cargar sus baterías. En la **Figura 5** se muestra el esquema de un HEV en el cual se muestra la configuración con los dos motores, el uno eléctrico y el otro de combustión interna, así como la batería asociada al mismo.

1.1.1.2 PHEV – VEHÍCULOS ELÉCTRICOS ENCHUFABLES

Los PHEVs presentan las mismas características de un HEV, al contar un con motor eléctrico y un ICE, con una ligera diferencia al presentar la opción de poder cargarlos desde una fuente externa ya sea del hogar o de una estación de carga. En la **Figura 6** se muestra el esquema de funcionamiento de un PHEV de la marca Mitsubishi modelo Outlander.

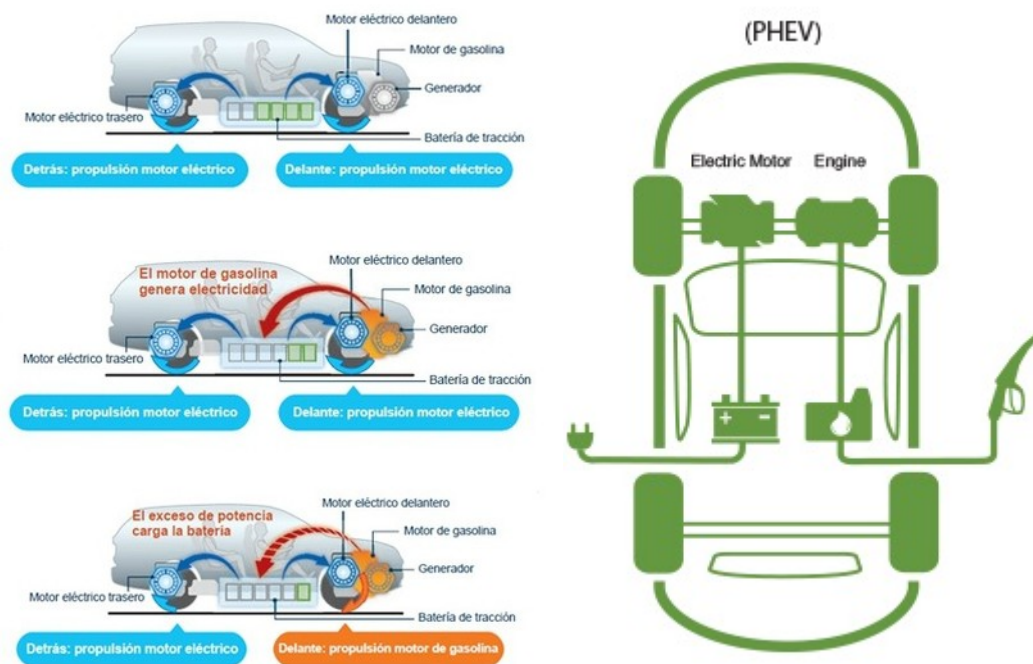


Figura 6 Esquema de funcionamiento de un PHEV Mitsubishi Outlander

Fuente: Obtenido de (Motorpasion, 2017)

Estos vehículos han sido diseñados para utilizar mayoritariamente la fuente de energía eléctrica del motor hasta agotar sus baterías y una vez cumplida esta etapa funciona el ICE en modo híbrido ofreciendo una ampliación en los kilómetros que puede recorrer el vehículo. Esto influye directamente en las emisiones que puede generar, ya que para un conductor promedio

que utiliza su vehículo para recorridos urbanos de cortas distancias, empleará únicamente el motor eléctrico favoreciendo a la no contaminación del medio ambiente. El ICE solo entrará en funcionamiento con situaciones de mayor potencia demandada en el vehículo, mayor cantidad de kilómetros a transitar sin depender de una estación de carga, etc., convirtiéndose en una buena opción de transición entre los vehículos con ICE a los eléctricos.

1.1.1.3 BEV – VEHÍCULOS ELÉCTRICOS DE BATERÍA

Estos vehículos son totalmente eléctricos y no presentan ningún ICE como los dos tipos anteriormente mencionados y son propulsados por uno o varios motores eléctricos que se alimenta de una serie de baterías que son de iones de litio en su mayoría con una autonomía para su recorrido que ronda entre los 80 y los 250 [km] en función de la capacidad de carga de las baterías que presenten que varían entre los 20 y 55 [kWh] (La incorporación de los vehículos eléctricos en América Latina, 2017).

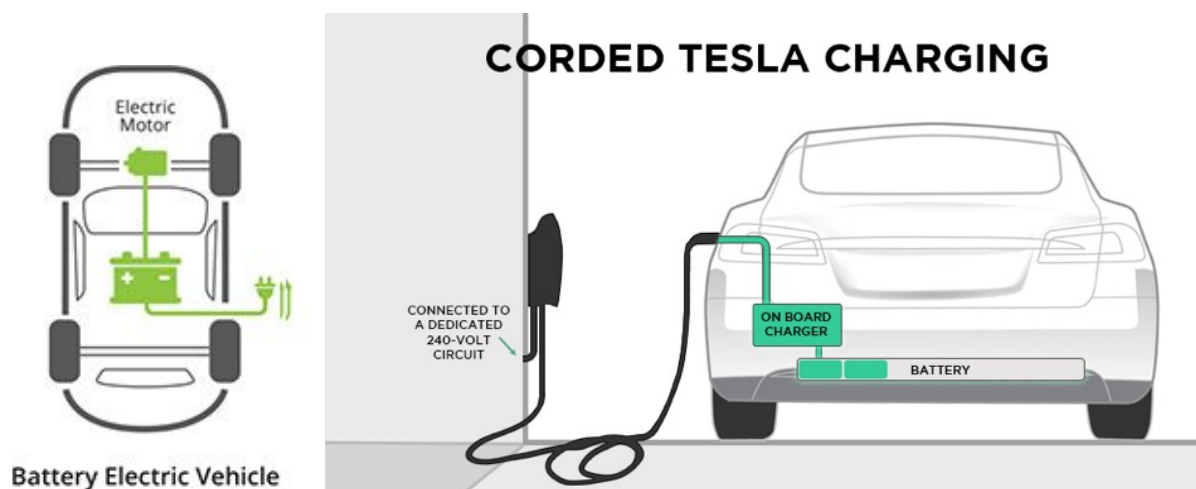


Figura 7 Esquema de un BEV con diseño On – board charger del Tesla modelo S.
Fuente: Obtenido de (Tesla Model S Charging Wiring Diagram, 2009)

En la **Figura 7** se tiene el esquema de un BEV, en el cual se aprecia en la constitución del vehículo el motor eléctrico, una fuente de baterías, un cargador que se conecta a la red que puede estar dentro de la carrocería del vehículo (*On – board charger*) y otros que lo presentan exterior a este (*Off – board charger*).

1.1.1.4 FCEV – VEHÍCULOS ELÉCTRICOS DE PILA DE COMBUSTIBLE

Los FCEVs son muy conocidos en Japón, donde la tecnología que presentan está en el desarrollo de la conversión del hidrógeno como combustible de masas. Este vehículo utiliza el hidrógeno a modo carburante en la que provoca una oxidación del hidrógeno liberando electrones que circularán a través de pilas de combustible que son los que proporcionan la energía para el movimiento de los motores. En la **Figura 8** se muestra el esquema de un FCEV de la marca Nissan modelo X-TRAIL FCV, el cual consta con un motor eléctrico, un inverter con la controladora que alimenta el motor y toma la energía de las baterías las cuales son cargadas la pila de combustible de hidrógeno.

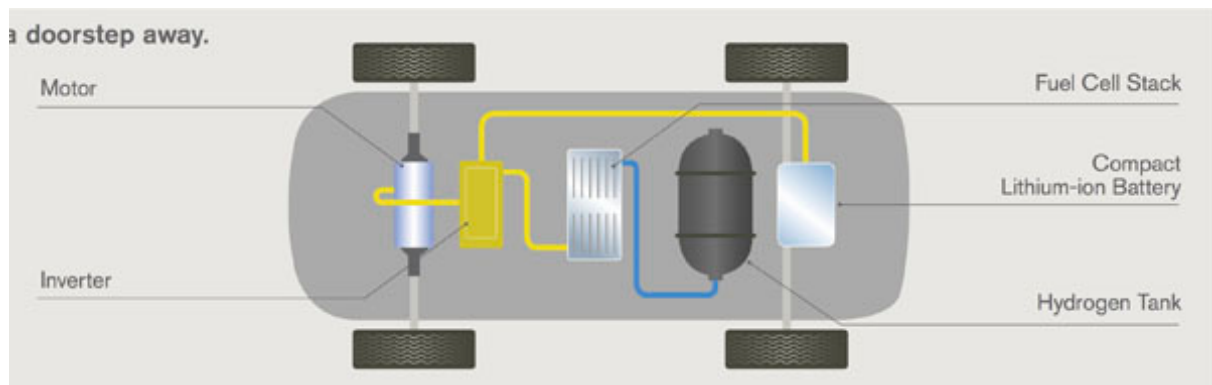


Figura 8 Esquema de un FCEV de la marca Nissan X-TRAIL FCV

Fuente: Obtenido de (Nissan Motor Corporation, 2017)

Una de las principales limitantes es el costo que genera la elaboración, mantenimiento de las células de combustible, la disponibilidad en la infraestructura para su implementación en las ciudades, así como el suministro y abastecimiento del combustible hidrógeno el cual podría tener las ventajas similares de autonomía que los que tienen ICE al superar los 450 [km] y el tiempo de carga menor a los 5 minutos.

1.2 CARGADORES DE BATERÍA

Los cargadores de batería de los EVs, son empleados para el suministro de corriente de una fuente de alimentación que proporcionará energía eléctrica a las baterías del vehículo. Existen varias tipologías que dependen de la potencia a suministrar, el tiempo de carga, el tipo de conector, etc. Estos cargadores deben cumplir con una infraestructura que sean fiables,

accesibles y de fácil uso para los conductores. A continuación, se profundizará en los tipos de recarga con los tiempos de carga asociados a cada clase, las curvas de carga y descarga que presentan las baterías cuando tienen un cargador suministrándoles energía.

1.2.1 TIPOS DE RECARGA Y TIEMPOS

Los desarrolladores de EVs, dentro de sus diferentes diseños han ido implementado una serie de avances en los cuales dependiendo de cada una de las marcas y modelos que existen actualmente en el mercado se pueden clasificar los tipos de recarga de la siguiente manera:

1. Cargadores de carga lenta.
2. Cargadores de carga semi – rápida (*Quick – charge*).
3. Cargadores de carga rápida.

1.2.1.1 CARGADORES DE CARGA LENTA

Los cargadores de carga lenta son los más estandarizados en la que todos los fabricantes de EVs soportan estos tipos de cargadores los cuales vienen diseñados para alimentarse de Corriente Alterna (**CA**) monofásica de 230 [V] y un amperaje limitante de hasta 16 [A] el cual para una carga en una batería de 24 [KWh] puede tardar entre 6 y 8 horas demandando una potencia de 3,6 [kW] por lo que su uso está enfocado para garajes privados aprovechando la tensión de red suministrada domésticamente (Observatorio tecnológico de la Energía, 2017).

En la **Figura 9** se muestra el cargador convencional de carga lenta de uso doméstico el cual se alimenta con el conector Schuko que se define en el estándar CEE como “Tipo F” que se usa por defecto en los países de la UE.



Figura 9 Cargador convencional de carga lenta conectado a la red de 230[VAC]

Fuente: Obtenido de (Wallbox, 2018)

1.2.1.2 CARGADORES DE CARGA SEMI – RÁPIDA (QUICK – CHARGE)

Los cargadores con recarga semi – rápida son un intermedio entre los de carga lenta y los de carga rápida, el cual se espera en un futuro que sea más común ya que actualmente solo admiten algunos tipos de vehículos los cuales admiten potencias de 22 [kW] con tiempos de recarga ente una y dos horas con una tensión de 400 [VAC] trifásica soportando amperajes de hasta 64 [A] (Observatorio tecnológico de la Energía, 2017). En la **Figura 10** se muestra el cargador empleado en el Renault ZOE de carga semi – rápida diseñada bajo el estándar europeo CCS Combo, que permite recargar desde 3,7 a 7,3 [kW] en CA monofásica y hasta 22 [kW] en CA trifásica (FCE, 2014).



Figura 10 Renault Zoe con cargador Camaleón semi – rápido
Fuente: Obtenido de (FCE, 2014)

1.2.1.3 CARGADORES DE CARGA RÁPIDA (FAST CHARGE)

La investigación continua en el desarrollo de los cargadores para EVs el cual requiere tiempos de carga en muy corto tiempo ha motivado a las casas automotrices a implementar cargadores de recarga rápida el cual consiste en una alimentación de corriente continua (**CC**) 400V y que soporten amperajes muy elevados de hasta los 400 [A] con demandas de potencia entre los 44 y 50 [kW] logrando así una carga de la batería entre 15 y 30 minutos la cual bajo una configuración normal realizaría una recarga el 80 al 90% en ese tiempo y posteriormente

una carga a voltaje constante hasta alcanzar el 95 y 97% para finalizar con una carga de mantenimiento hasta la carga completa (Observatorio tecnológico de la Energía, 2017).

En la **Figura 11** se muestra una estación de carga rápida que soporta hasta 50 [kW] donde este tipo de cargador el cual posee un diseño más complejo y por tanto más costoso presenta una carga que de 5 a 15 veces más rápido que un cargador convencional. La nueva generación y desarrollo de estos tipos de cargadores se estima que alcancen potencias de hasta 150 [kW] y posteriormente llegar a los 350 [kW] (FASTNED, 2017).

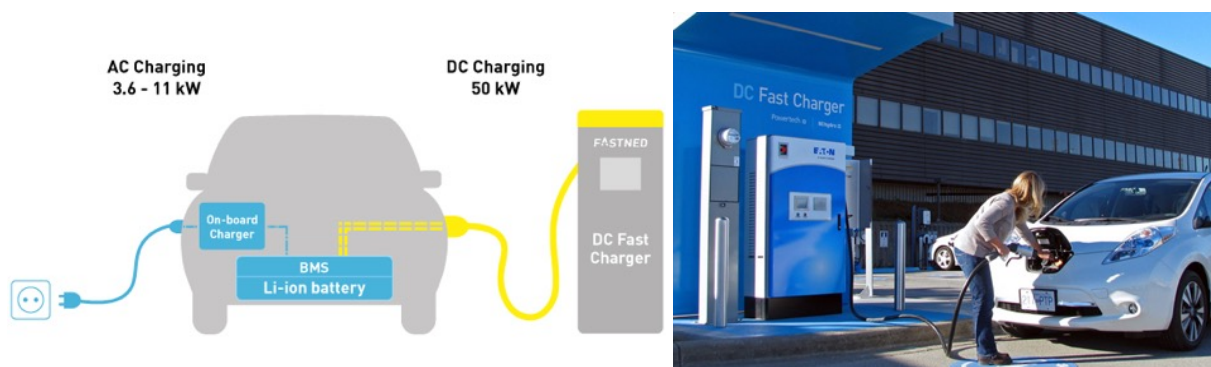


Figura 11 Estación de carga rápida (DC Fast charge) para EVs de hasta 50kW

Fuente: Obtenido de (FCE, 2014)

1.2.2 BATERÍAS PARA EVS

Uno de los principales componentes de los EVs y que son el actual desafío actual de los ingenieros y fabricantes de estos son las baterías ya que su importancia es vital para el buen funcionamiento, la autonomía, el coste, entre otros parámetros a destacar. Las baterías de los EVs, al ser acumuladores de energía eléctrica mediante elementos electroquímicos deben otorgar las mayores prestaciones al incluir un proceso de con las pérdidas mínimas en la transferencia de energía maximizando su rendimiento. Todas las baterías presentan un número finito de ciclos de carga y descarga completos más conocidos como el ciclo de vida de la batería (Electromovilidad, 2019).

El principio de funcionamiento de toda batería se basa en las reacciones químicas de óxido – reducción (*redox*) con la liberación de electrones proveniente de dos terminales que son un cátodo y un ánodo que están sumergidas en electrolito, en el cual el primero se oxidará mientras que el otro se reducirá ganando electrones creando un flujo de estos que producen una corriente eléctrica en el proceso de descarga y contrario a esto, en su proceso de carga en el cual se hace

circular una corriente proveniente de una fuente externa para producir un cambio químico dentro de esta donde el ánodo y cátodo se invierten para que el primero pueda volver a recuperar los electrones perdidos durante la fase de descarga (Ver **Figura 12**).

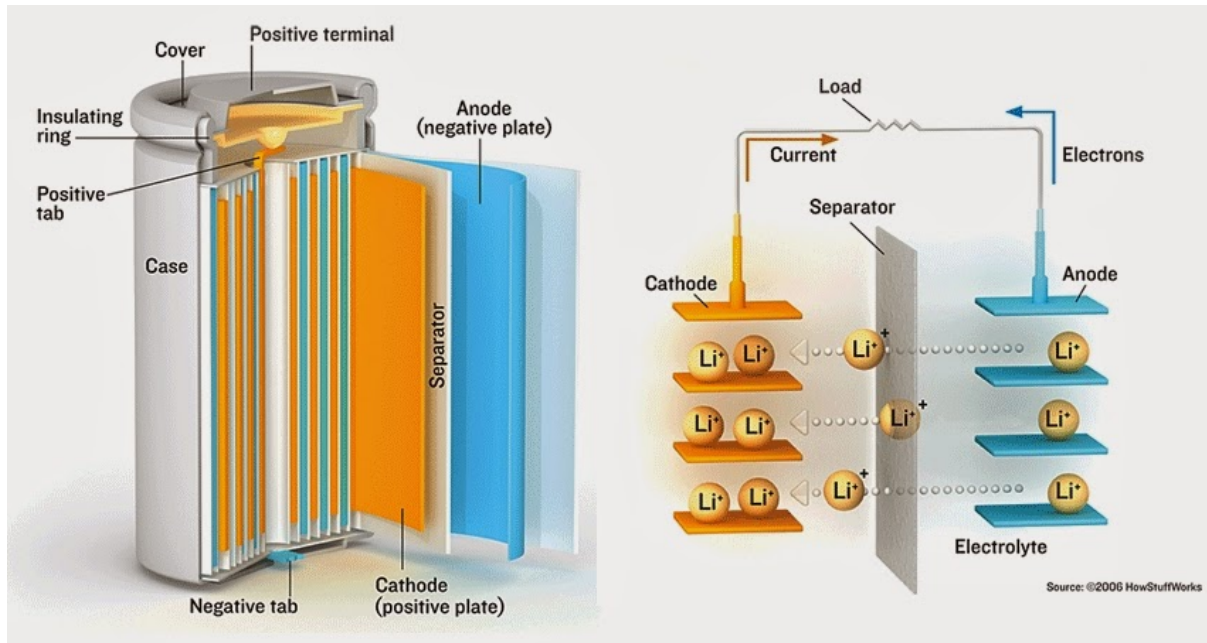


Figura 12 Funcionamiento de una batería
Fuente: Obtenido de (Ciencia y tecnología, 2014)

Como parámetros fundamentales a tomar en cuenta en una batería para EVs, se deben tomar en cuenta los siguientes a continuación:

1. La **densidad energética** [Wh/kg] que representa la energía que puede suministrar la batería por cada kilogramo.
2. La **potencia** [W] que es la capacidad máxima de amperaje que puede aportar durante el proceso de descarga.
3. La **eficiencia** [%] que representa el rendimiento en la transformación de la energía química en energía eléctrica.
4. El **coste** que es uno de los factores que influyen en el precio del EV dependiendo de su tecnología.
5. El **ciclo de vida** que comprende la cantidad de ciclos de carga y descarga completa que soporta la batería antes de requerir ser sustituida.

6. El **tipo de batería** que influye directamente en la tecnología aplicada, las tensiones de trabajo, autonomía, peso, etc. En este último punto se tienen como las más utilizadas las baterías del tipo:

6.1 Plomo – ácido. - Son las baterías más antiguas y más utilizadas por su bajo coste, aunque son las más pesadas, presentan el manejo de elementos tóxicos como el plomo y no generalmente no permiten una carga rápida.

6.2 Níquel – cadmio. - Son muy poco utilizadas en la industria automotriz debido a que presentan un elevado coste por la adquisición de sus elementos y al tener un buen rendimiento a bajas temperaturas son mayoritariamente utilizadas en la industria de la aviación, helicópteros y vehículos militares.

6.3 Níquel – hierro. - Son conocidas como las baterías “ferroníquel” que fueron desarrolladas por Thomas Alva Edison y presentan muy bajas potencias y eficiencias para aplicaciones en EVs.

6.4 Níquel – Hidruro metálico. - Son similares a las baterías níquel cadmio, siendo menos agresivas con el medio ambiente, aunque se degradan más fácil con altas temperaturas que de por sí lo generan lo cual no lo hacen factibles para un proceso de carga rápida en los EVs.

6.5 Ion – Litio ($LiCoO_2$). - Formada por electrolitos de sal de litio, cobalto y óxido, las cual es son de alta eficiencia, reciclables, con mayor densidad energética, pero de mayor coste, presentan fragilidad ya que puede explotar con sobrecalentamientos. Actualmente son la mejor opción para los EVs por toda la evolución y desarrollo que viene teniendo y que se espera para poder hacerla más asequible al mercado en este tipo de aplicaciones.

6.6 $LiFePO_4$. - Son baterías de ion litio, pero no presentan cobalto en sus configuraciones aumentando la estabilidad y seguridad en su uso con ciclos de vida más largo y capacidad para otorgar mayores potencias, aunque presentan una menor densidad energética y un elevado coste de fabricación.

6.7 Polímero de Li. - Es una variación de las baterías de ion-litio, aunque presentan una fase recién en desarrollo que limita sus ciclos de carga, alto coste presenta una ventaja respecto a las anteriores para poder otorgar mayor densidad energética y potencia.

6.8 ZEBRA. - Son baterías de sal fundida que trabajan en rangos de temperatura muy elevados cercanos a los $250^{\circ}C$ que usan como electrolito al cloroaluminato de sodio triturado ($NaAlCl_4$). Son de un diseño complejo para poder otorgar muy altas potencias y densidades energéticas, así como el mejor ciclo de vida, aunque se ve

limitada actualmente al requerir condiciones de temperatura controlados para poder otorgar las mejores prestaciones y su elevado coste y tamaño no lo hacen actualmente ideal para EVs.

6.9 Aluminio – aire. - Son las conocidas pilas de combustible, que son una alternativa a las baterías de ion – litio al poder almacenar hasta 10 veces más que esta última. Presentan limitantes de recarga y la fiabilidad por lo que no tienen una buena aceptación al estar en etapa de desarrollo experimental.

6.10 Zinc – aire. - Representan una gran alternativa para el futuro ya que son muy fiables y al igual que las baterías de aluminio – aire, pueden almacenar muchas más veces que las de ion – litio. Presenta una interesante ventaja al utilizar el oxígeno de la atmósfera para la generación de una corriente, así como el uso del combustible zinc que varios expertos lo catalogan como el combustible eléctrico del futuro (Electromovilidad, 2019).

1.2.2.1 CARACTERIZACIÓN DE LAS BATERÍAS

Todas las baterías electroquímicas presentan varias características que son fundamentales para su estudio y comprensión por lo que se mencionarán las más destacables:

ESTADO DE CARGA – STATE OF CHARGE (SOC) %

El SOC (%) es la expresión que nos permite determinar el estado de carga de una batería de manera porcentual. Este es un parámetro fundamental para analizar en cualquier modelo de cargadores de baterías ya que es la variable de salida final después de alimentarla con energía eléctrica. El SOC se puede determinar mediante el término integral en función de la intensidad suministrada y la absorbida por la batería como se muestra en (1) donde SOC_o es el estado de carga inicial, η es el rendimiento de la batería, $I(t)$ es la corriente de la batería, t_0 es el tiempo inicial del término integral, t es el tiempo final del término integral y C es la capacidad de la batería (Zabaleta J., 2016).

$$SOC_{bat}(t) = SOC_o - \frac{\eta}{C} \int_{t_0}^t I(t) dt \quad (1)$$

PROFUNDIDAD DE DESCARGA – DEPTH OF DISCHARGE (DOD)

El DOD (%) es la expresión que relaciona la capacidad en amperios – hora (Ah) entregada por una batería durante su descarga y la capacidad nominal que presenta esta. Representa un parámetro inverso al SOC, ya que mientras el uno aumenta el otro disminuye.

TENSIÓN DE VACÍO (E_o)

La tensión de vacío representa el voltaje que presenta la batería sin carga en sus terminales.

TENSIÓN EN CIRCUITO CERRADO (E)

La tensión en circuito cerrado representa el voltaje que presenta la batería en sus terminales cuando está conectado a una carga y esta irá disminuyendo en función de la energía que consuma la carga conectada esta.

RESISTENCIA INTERNA (R)

La resistencia interna de la batería es un concepto que ayuda al modelamiento de estos elementos que representarían en forma de resistencia los procesos químicos en la transformación de la energía y las pérdidas que puedan generarse en este cambio. La resistencia interna se puede modelar con las ecuaciones (2)–(3), donde R_{bat} es la resistencia interna de la batería, V_o es la tensión de vacío de la batería, V es la tensión de la batería con carga y finalmente I es el amperaje aportado por la esta. Para valores medidos la mayoría de las baterías presentan una resistencia interna en el orden de $1[\Omega]$ y que varía en función de la edad de la batería (Martínez J., 2017).

$$R_{bat} = \frac{V_o - V}{I} \quad (2)$$

$$R_{bat} = \frac{V_o}{I} - R_L \quad (3)$$

CAPACIDAD (C)

La capacidad interna de la batería viene dada por la cantidad de energía eléctrica que puede almacenar dentro de esta para posteriormente poder aportar con dicha energía en amperios – hora [Ah]. Un modelo matemático para determinar la capacidad de la batería viene dado por la ecuación (4) que es una aplicación general y sirve para calcular la capacidad en el proceso de carga y descarga.

$$C_{bat} = \int_{t_1}^{t_2} i \, \delta t \quad (4)$$

Dentro de las capacidades de una batería podemos mencionar tres que se detallan a continuación:

- **Capacidad nominal.** - Representa la capacidad que puede entregar una batería a plena carga hasta llegar a un voltaje en descarga determinado, la cual debe cumplir con una temperatura ambiente fija y una razón de descarga específica.
- **Capacidad real.** - Representa la capacidad que puede entregar una batería a plena carga, pero en condiciones de funcionamiento diferentes a las que se utilizan para determinar la capacidad nominal.
- **Capacidad retenida.** - Representa la capacidad conservada por la batería cuando entra a un estado de reposo o inactividad.

1.2.2.2 PROCESO DE CARGA

El proceso de carga de una batería comprende la conexión de una fuente de alimentación de CC en los bornes de la batería (ánodo y cátodo) respetando la polaridad en su conexión para evitar un mal funcionamiento en este proceso.

Existen varios estudios en cuanto a los modelos matemáticos que describen los procesos de carga y descarga de las baterías electroquímicas en las cuales se analizan los valores de corriente I , el voltaje V , la temperatura T , resistencia interna R o capacidad del acumulador C , para poder describir procesos más complejos como la sobredescarga distintos regímenes de carga y descarga (Balenyategui, 1995).

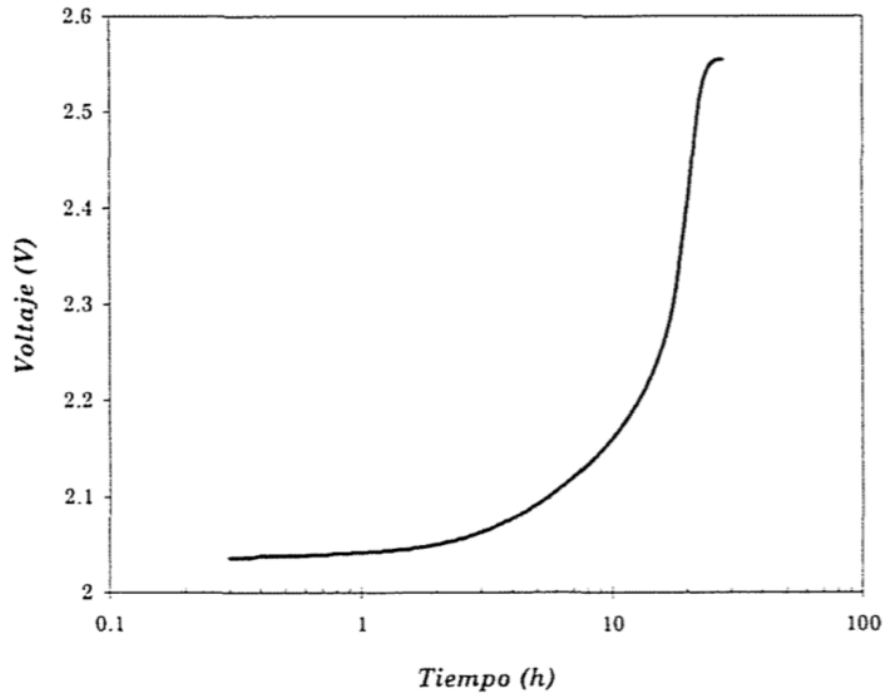


Figura 13 Curva de carga típica de una batería electroquímica

Fuente: Obtenido de (Balenyategui, 1995)

En la **Figura 13** se muestra la curva típica de carga de una batería electroquímica donde el voltaje va incrementándose a medida que transcurre el tiempo. Dentro de los modelos matemáticos más significativos para representarla se señalan los de Shepard, Monegon, Biscaglia – Mayer o Biancon – Chenlo que se basan en la ecuación (5) donde relaciona los valores de tensión y corriente durante la carga y descarga de forma esquemática, donde V_{eq} representa el voltaje de la fuente ideal de tensión, I es la corriente que circulará a través de la resistencia interna de la batería R que engloba efectos óhmicos y de polarización; el signo \pm dependerá del proceso si es de carga (+) o descarga (-) (Balenyategui, 1995).

$$V = V_{eq} \pm IR \quad (5)$$

El modelo matemático integral desarrollado por Biancon – Chenlo ha generado una ecuación más general y completa el cual involucra las siguientes variables mostradas en (6) donde V_o es el voltaje inicial que puede ser para la carga o descarga, t es el tiempo, y $f(t)$ es una función a determinar que dependerá de las variables anteriormente mencionadas señaladas (I, R, T, C) y que variará si el proceso es de carga o descarga. Bajo varios ensayos con distintas

funciones de las familias lorentziana y gaussiana, se ha determinado la función mostrada en (7) donde σ , μ_1 y μ_2 son factores de ajuste y K es el factor de escala.

$$V(t) = V_o \pm \int_0^t f(t) dt \quad (6)$$

$$f(t) = K \frac{\sigma^8}{(t - \mu_1)^8 + (t - \mu_2)^6 + \sigma^8} \quad (7)$$

1.2.2.3 PROCESO DE DESCARGA

Una vez finalizada la carga de la batería, se inicializa un proceso de descarga el cual empieza por la desconexión de la fuente de alimentación de CC de la batería y este a su vez empieza a actuar como una fuente de alimentación para las cargas a las cuales esté conectado donde químicamente provoca una reacción química en base a la composición del batería y el flujo de electrones que se produce durante su funcionamiento.

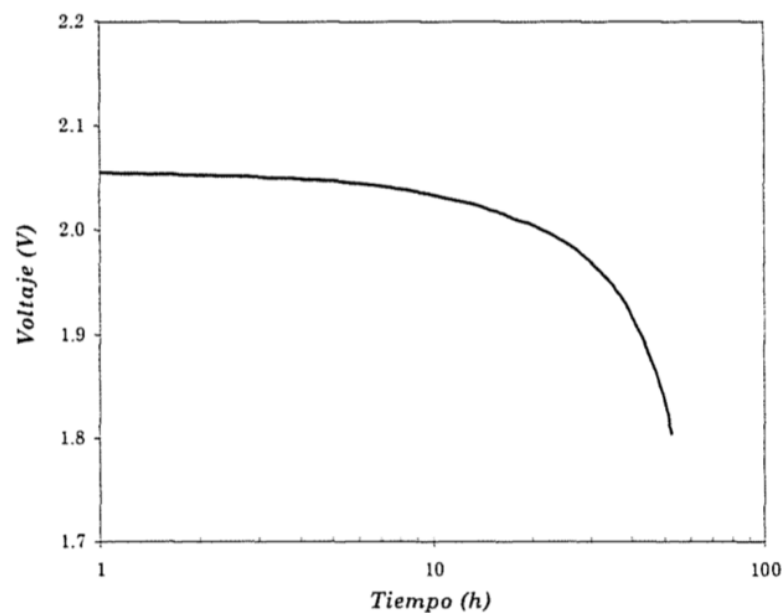


Figura 14 Curva de descarga típica de una batería electroquímica
Fuente: Obtenido de (Balenyategui, 1995)

En la **Figura 14** se muestra una curva típica de la descarga de una batería electroquímica en la cual se aprecia como va disminuyendo la tensión a medida que va aportando energía a la carga que alimenta en el transcurso del tiempo.

1.2.2.4 CICLO DE CARGA – DESCARGA

El ciclo de carga y descarga comprende el tiempo que transcurre desde que se inicia el proceso de carga y termina el proceso de descarga de la batería. Este ciclo se reproduce indefinidamente al cual dependiendo del diseño de la batería y las especificaciones de cada fabricante presenta un cierto número de ciclos limitados al cual se garantiza un correcto funcionamiento de los equipos, ya que en cada descarga los electrodos van perdiendo material y al degradarse este disminuye el tiempo de vida de las baterías. Para poder determinar en el proceso de carga, la corriente de carga se establece que el voltaje de la batería actúa en dirección opuesta al voltaje aplicado y se le conoce como la fuerza electromotriz (F.E.M.) que viene dada por la ecuación (8), donde E_a es la tensión aplicada, E_b es la FEM respecto al voltaje de la batería, R_o es la resistencia externa del circuito y R la resistencia interna de la batería (Ciencia y tecnología, 2014).

$$I_{carga} = \frac{E_a - E_b}{R_o + R} \quad (8)$$

1.2.2.5 AUTODESCARGA

La autodescarga está presente en todas baterías y representa la disminución de la energía almacenada en estas, aunque no estén conectadas a una carga. Esta depende de las condiciones en las que se encuentre a la cual va ligada la temperatura ambiente en la que se encuentra.

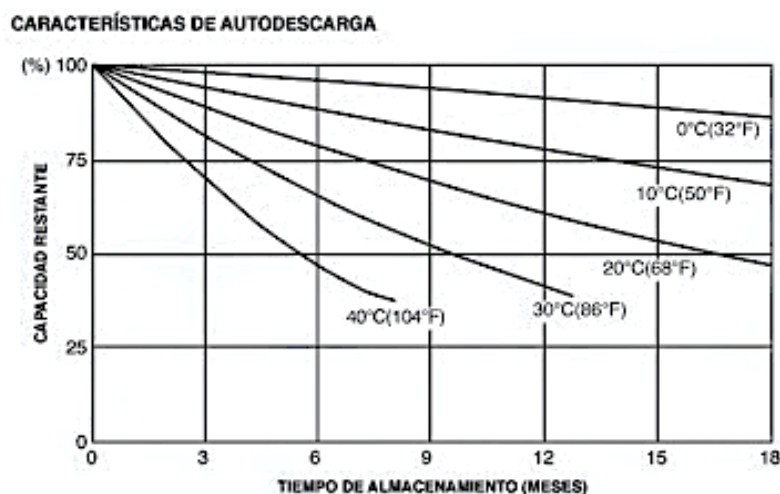


Figura 15 Curvas de auto descarga en función de la capacidad y el tiempo de almacenamiento
Fuente: Obtenido de (Energicentro, 2018)

En la **Figura 15** se muestra una curva de la capacidad de la batería en función de los meses de almacenamiento en la cual entre mayor sea la temperatura a la cual se encuentre, mayor será su degradación en cuanto a su capacidad.

1.2.2.6 VIDA ÚTIL

La vida útil de una batería se ve afectada por el número de ciclo de carga y descarga que ha presentado la batería, en el cual un ciclo de se define como el proceso de usar el 100% de la energía de la batería y posteriormente volver a cargarla completamente. Normalmente en el uso de las baterías no se espera a que se consuma totalmente la batería, sino que puede realizarse recargas cuando sin que el SOC haya llegado al 0% y contabilizan como un ciclo de carga.

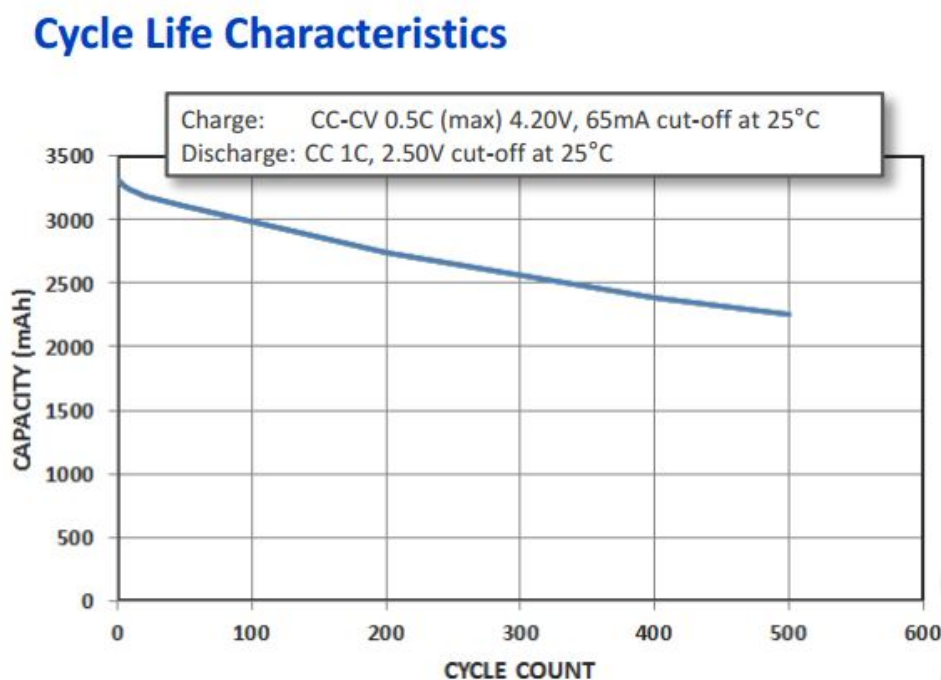


Figura 16 Degradación de la capacidad de una batería en función de sus ciclos de carga

Fuente: Obtenido de (FCE, 2016)

A medida que se van realizando dichos ciclos de carga y descarga se va degradando la capacidad de la batería como se muestra en la **Figura 16** el cual corresponde al modelo Panasonic (NCR18650B) que es la batería utilizada por Tesla en sus EVs (FCE, 2016).

Capítulo 2

Convertidores y Rectificadores

En el presente capítulo se pretende realizar el estudio de los dos convertidores utilizados para esta simulación en el cual se compone de dos etapas. Una primera etapa compuesta por un rectificador AC/DC tipo Boost para poder transformar la tensión de alterna en tensión de continua, que será aprovechada en la segunda etapa mediante un convertidor resonante o alta frecuencia para poder aplicarlo en cargadores de baterías de EVs.

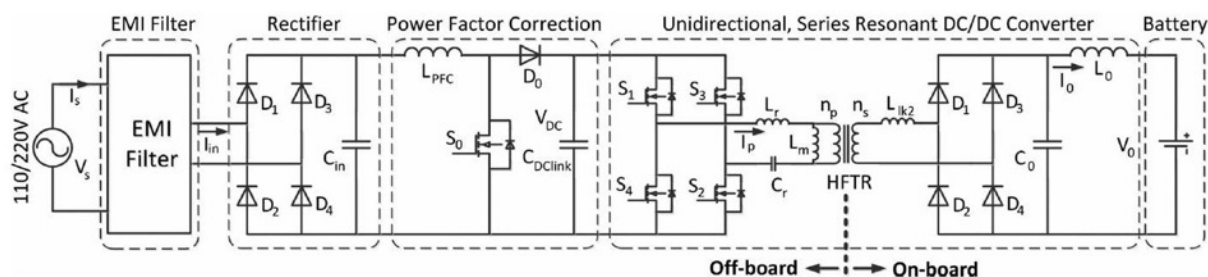


Figura 17 Arquitectura típica de un cargador de baterías para EVs

Fuente: Obtenido de (UNLP, 2017)

En la **Figura 17** se muestra la arquitectura típica de un cargador de baterías, el cual presenta un filtro de interferencia electromagnética (Electromagnetic Interference Filter – **EMI Filter**) el cual se utiliza para suprimir la interferencia presente conducida en la señal de la red eléctrica. Posteriormente presentan un rectificar de factor de potencia unitario, el cual tiene la misión de rectificar la CA en CC con un factor de potencia unitario para poder alimentar al convertidor resonante que son convertidores de continua a continua que logran que sus elementos conmuten con cero de tensión (*zero voltaje switch* – ZVS) y cero de corriente (*zero*

current switch – ZCS) durante la transición ON/OFF y viceversa logrando trabajar con frecuencia de conmutación muy elevadas para lograr un alto rendimiento de potencia, disminución de pérdidas productos de la conmutación para finalmente terminar alimentando a la batería con una tensión y corriente controlada dependiendo del *SOC* que presente esta (UNLP, 2017).

2.1 FILTRO DE INTERFERENCIA ELECTROMAGNÉTICA (EMI FILTER)

La función principal del “*EMI filter*” es impedir el paso de las interferencias que provienen desde la red para poder ofrecer una forma de onda sin ruidos provenientes de la red para que no interfiera con los equipos posteriores que puede provocar degradaciones en los equipos posteriores, o la batería del EV para esta aplicación en la que se requiere una forma de onda lo más homogénea y con el menor ruido posible (ISKRA, 2017).

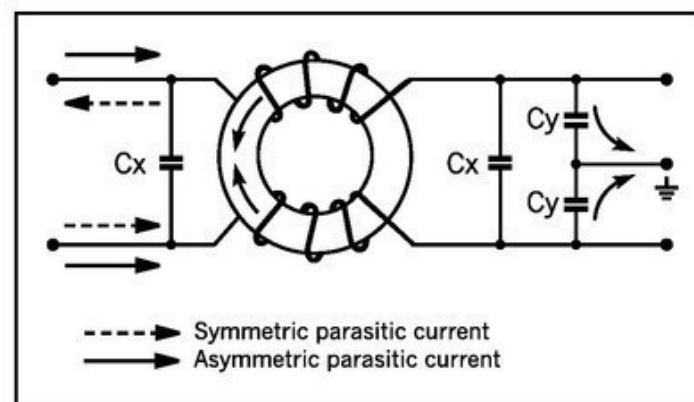


Figura 18 Componentes de un filtro de interferencia electromagnética
Fuente: Obtenido de (ISKRA, 2017)

Un filtro de interferencia electromagnética se compone de elementos pasivos que incluyen capacitores e inductores conectados ambos con la tipología de los circuitos LC (Ver **Figura 18**). Un desarrollador de estos filtros es la empresa ISKRA, quienes producen estos filtros de diferentes formas, los cuales cuentan con un amplio rango de capacitancia para diferentes corrientes nominales, inductancias y diferentes tipos de dieléctricos.

En la **Figura 19** se muestra una prueba de emisión conductiva con un filtro EMI de la marca ISKRA A EN 55014 conectado, en el cual cuenta con instrumentos especializados para

Simulación en MATLAB – SIMULINK de un cargador de baterías de dos etapas basado en un rectificador Boost y un convertidor resonante para aplicaciones en industria de automoción.

poder determinar el nivel de interferencia en una fuente de alimentación determinada y el filtro más adecuado para que la suprima de manera óptima. Para efectos de la simplificación de la simulación en el modelo a realizar no se considerará tomando en cuenta que se tendrá una señal filtrada en el EV, pero que si es de consideración para efectos de diseño y construcción.

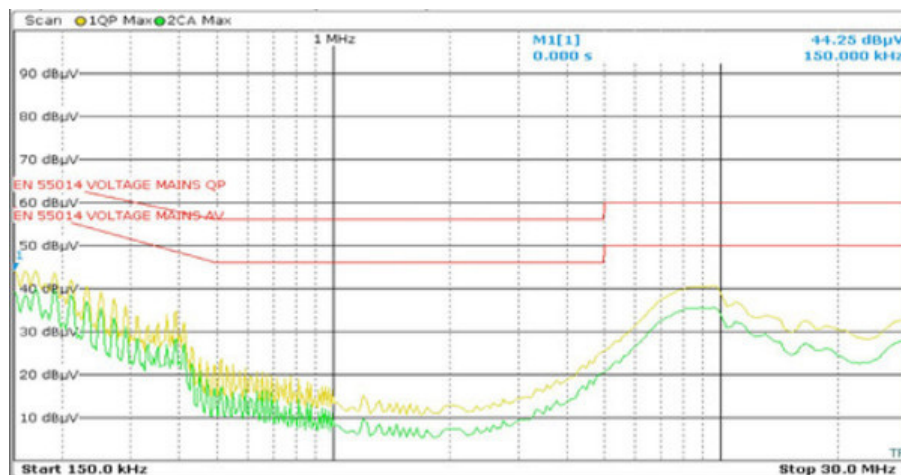


Figura 19 Prueba de emisión conductiva en un filtro EMI conectado

Fuente: Obtenido de (ISKRA, 2017)

2.2 CONVERTIDORES PARA EVs

Los convertidores utilizados dentro de la arquitectura de los cargadores para los EVs se estudiarán dentro del presente capítulo en el cual se resume en un diagrama de bloques mostrado en la **Figura 20** en el cual se alimenta de una fuente de alimentación de *CA* seguido por un filtro de interferencia electromagnética (*EMI filter*), a continuación un rectificador AC/DC de factor de potencia unitario y un convertidor resonante DC/DC para tener como salida los bornes de la batería que presentará una polaridad determinada en su salida.

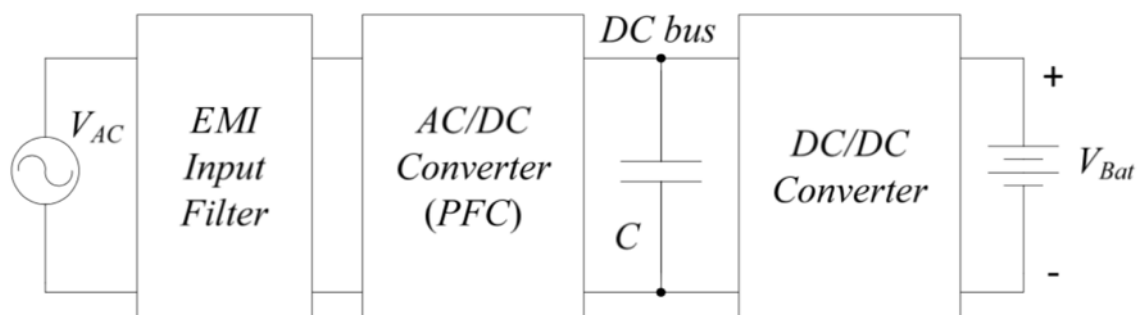


Figura 20 Diagrama de bloques general de un cargador de baterías “on – board” monofásico

Fuente: Obtenido de (Adrià Marcos P., 2015)

2.2.1 RECTIFICADOR BOOST (AC/DC)

Un rectificador del tipo “Boost” AC/DC tiene la finalidad de transformar la corriente alterna en corriente continua, y por otro lado la corrección del factor de potencia sincroniza la corriente de entrada de la fuente de alimentación con la tensión de la red para poder maximizar la potencia real extraída de esta. Al requerir un factor de potencia unitario se requiere que la corriente de entrada siga a la tensión de entrada y puedan estar en fase. El convertidor Boost es conocido como elevador ya que tiene como finalidad que el voltaje de salida V_{out} es mayor que el voltaje de entrada V_{in} donde la energía proveniente de esta es conducida por el elemento de conmutación para que sea almacenada en la bobina durante el periodo de conducción y viceversa cuando este se abre, la tensión que se produce en los bornes de la bobina se suma a la tensión de la fuente produciéndose un voltaje superior.

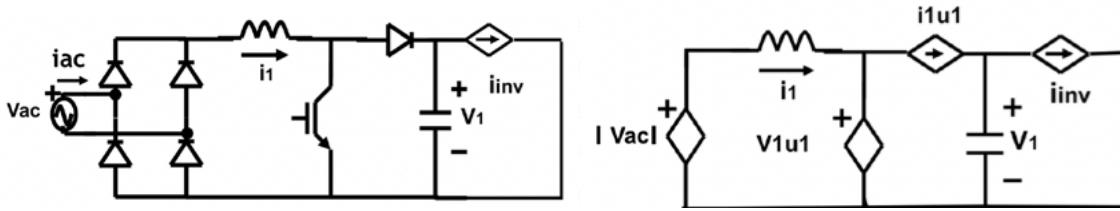


Figura 21 Esquema de un rectificador de factor de potencia unitario basado en un convertidor Boost
Fuente: Obtenido de (Non-Linear Control Design of Single-Phase UPS Systems, 2017)

En la **Figura 21** se muestra el esquema del rectificador utilizado del cual se obtendrán los modelos matemáticos de las ecuaciones de estado correspondientes que se muestran en (9) y (10).

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = |V_{ac}| - V_1 u_1 - r i_1 \quad (9)$$

$$C_1 \frac{dV_1}{dt} = u_1 i_1 - i_{inv} \quad (10)$$

Para el siguiente convertidor se emplearán las ecuaciones de diseño y las pérdidas de potencia se podrán determinar utilizando la condición de voltaje de línea. El convertidor Boost puede funcionar de 2 modos diferentes:

- Modo de conducción continua (CCM)
- Modo de conducción discontinua (DCM)

El convertidor trabajando bajo un *modo de conducción continua (MCC)*, el transistor conmuta periódicamente con una frecuencia de conmutación $f = \frac{1}{T}$, por lo que presentará dos estados (ON/OFF).

En la **Figura 22** se muestra los dos estados en la cual durante el intervalo $0 < t < T_{ON}$, el interruptor se halla en conducción ON estableciendo un flujo de corriente a través de la bobina y el diodo a estar polarizado inversamente no permite el flujo; posteriormente después de un tiempo δt el interruptor cambia de estado a OFF en donde se produce una inversión de la polaridad en la bobina y se da la conducción a través del diodo, y es aquí donde la bobina actúa como generador sumando su tensión a la proveniente de la entrada del convertidor. El capacitor se carga a través del diodo y tiene la misión de mantener la tensión y corriente de salida durante el tiempo que se encuentre en el estado de OFF y la bobina no entregue energía a la salida (Galera, 2002).

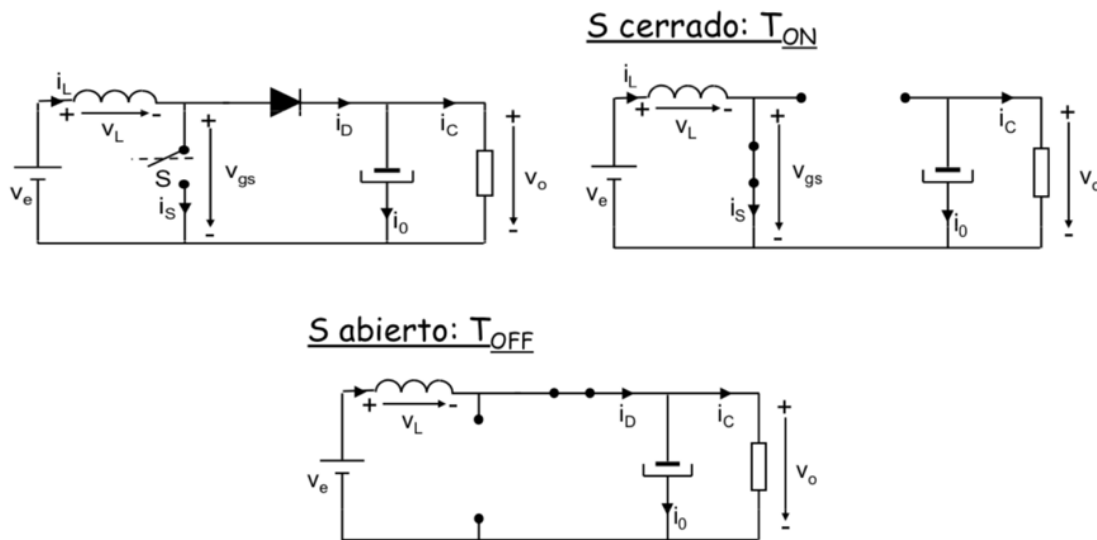


Figura 22 Modo de conducción continua MCC, topología (ON/OFF)

Fuente: Obtenido de (Galera, 2002)

El convertidor trabajando bajo un *modo de conducción discontinua (MCD)* presenta tres estados de los cuales los dos primeros son idénticos al MCC sumándose un tercer estado cuando los dos elementos conmutadores que corresponden al diodo y el transistor están bloqueados a la vez y esto se debe a que la bobina tiene tiempo susceptible para poder descargar la energía almacenada en el estado de ON mencionado anteriormente (Galera, 2002). En la **Figura 23** se muestra la operación en modo continuo y discontinuo del convertidor Boost.

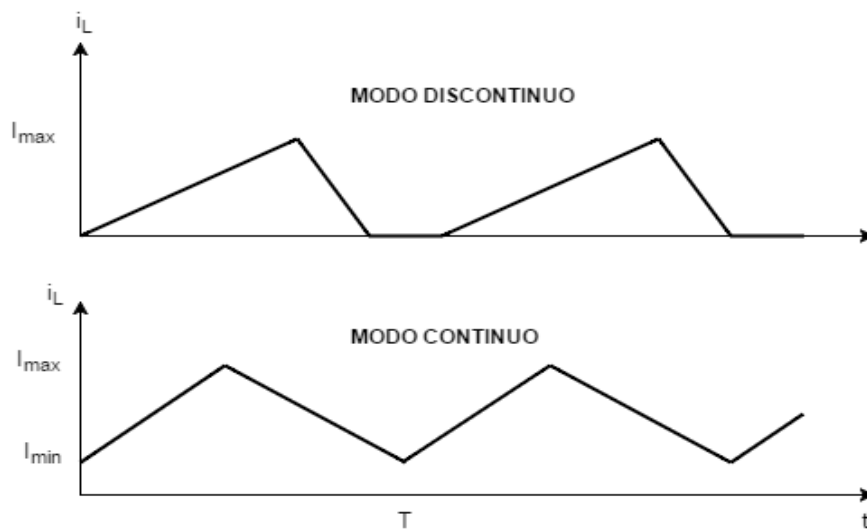


Figura 23 Formas de onda del convertidor Boost operando en modo continuo y discontinuo
Fuente: Obtenido de (Design and construction of a Boost type DC/DC converter with adjustable PWM, 2017)

Existe una tercera forma en que el convertidor puede trabajar bajo un *modo de conducción crítica (MCCr)* que trabaja con corrientes de pico menos elevada que las de MCD, siendo un diseño práctico más común. Este modo puede considerarse como un caso especial de MCC para permanecer en el límite entre MCC y MCD. En la *Error! No se encuentra el origen de la referencia.* se muestran las formas de onda de las corrientes de inducción y entrada de los tres modos de operación del convertidor.

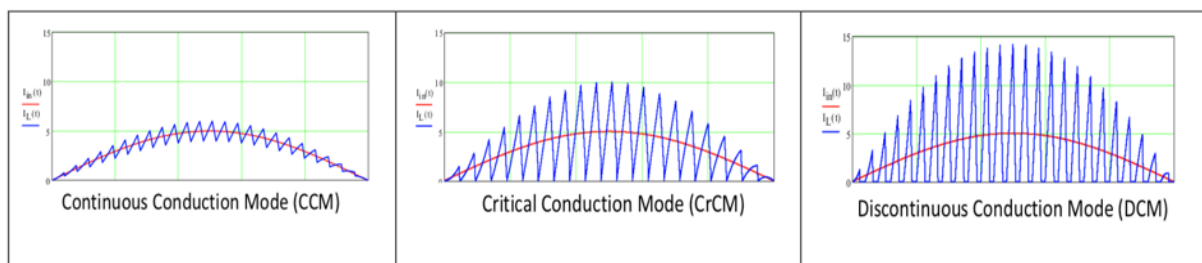


Figura 24 Formas de onda de la corriente de línea del inductor y de entrada de los tres modos de operación diferentes: CCM, CrCM, DCM.

Fuente: Obtenido de (Stückler F., Abdel - Rahman S., Siu K., 2016)

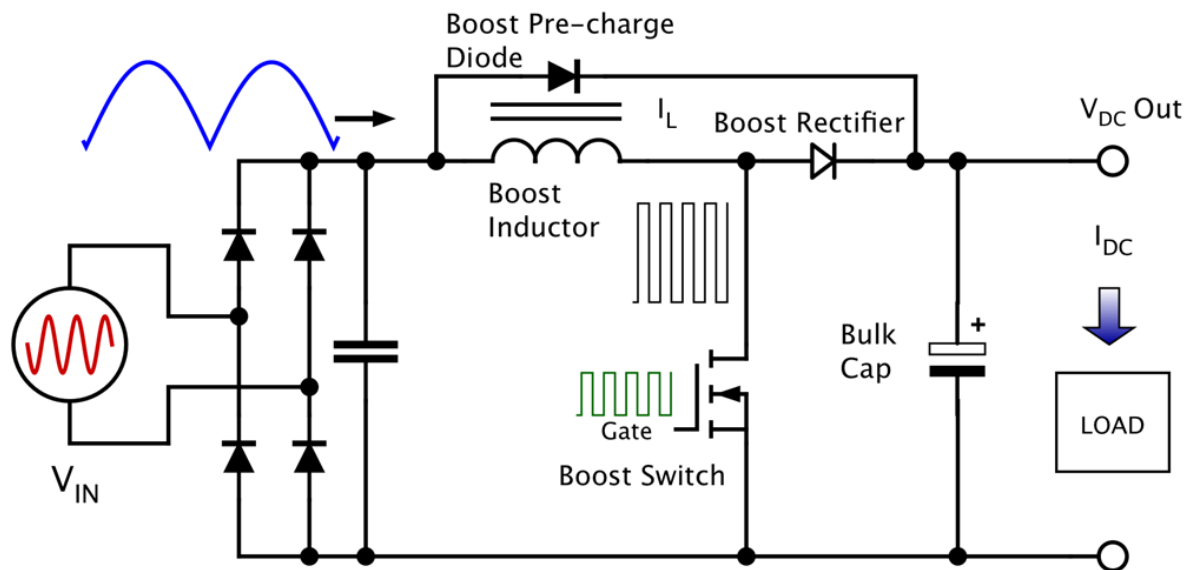


Figura 25 Diseño del rectificador Boost

Fuente: Obtenido de (Stückler F., Abdel - Rahman S., Siu K., 2016)

En la **Figura 25** se tiene el modelo a implementarse para el rectificador Boost, el cual contiene un puente rectificador conformado por cuatro diodos que tienen la finalidad de convertir una corriente alterna AC a una corriente continua. Posterior a esto posee un diodo de precarga que es utilizado para cortocircuitar el inductor durante el arranque del convertidor. El no utilizar este diodo repercutiría en que la corriente de carga del capacitor de salida fluiría a través del inductor que está limitada por la impedancia parásita del circuito provocando una resonancia que podría elevar el voltaje de salida al doble de la nominal del equipo. Este diodo suele estar conectado en polarización inversa debido a que el funcionamiento normal de un convertidor Boost es obtener un voltaje de salida superior al de entrada (Design, Simulation and Implementation of a 500W Single - Phase CCM Boost PFC, 2017).

2.1.1.1 CONDICIONES DE SOLUBILIDAD

(Sliding Mode Control of a Unity Power Factor AC-to-DC boost converter, 2008), recomiendan analizar las condiciones iniciales que se darán al convertidor para que sea estable el circuito determinando el voltaje máximo de salida sin que sea afectado por inestabilidades. Dentro de su análisis establece que, para equiparar las señales con diferentes formas de onda, la señal de la entrada y de salida deben ser balanceados. El componente DC en la potencia de

entrada en estado estable se establece en (11) y el componente DC en la potencia de salida por (14) como se muestra a continuación:

$$\langle P_{in} \rangle_{DC} = \langle i_1 V_{in} - r i_1^2 \rangle_{DC} \quad (11)$$

$$\langle P_{in} \rangle_{DC} = \langle I_d V_1 \sin^2(\omega t) - r I_d^2 \sin^2(\omega t) \rangle_{DC} \quad (12)$$

$$\langle P_{in} \rangle_{DC} = \frac{1}{2} (I_d V_1 - r I_d^2) \quad (13)$$

$$\langle P_{out} \rangle_{DC} = \frac{V_{out}^2}{R_{boost}} \quad (14)$$

Igualando las potencias de entrada y salida (13) y (14) para garantizar el factor de potencia unitario y despejando la variable de la corriente deseable de entrada I_d se obtiene:

$$I_d = \frac{V_{in}}{2r} \pm \sqrt{\frac{V_{in}^2}{4r^2} - \frac{2V_{out}^2}{rR}} \quad (15)$$

De la expresión (15) para que tenga una solución real se debe garantizar que:

$$\frac{V_{in}^2}{4r^2} - \frac{2V_{out}^2}{rR} \geq 0 \quad (16)$$

$$V_{out} \leq V_{in} \sqrt{\frac{R}{8r}} \quad (17)$$

Existen dos puntos de equilibrio de la expresión (15) que garantizarán las condiciones para obtener un factor de potencia unitario, pero solo uno es estable y se muestra a continuación:

$$I_d = \frac{V_{in}}{2r} - \sqrt{\frac{V_{in}^2}{4r^2} - \frac{2V_{out}^2}{rR}} \quad (18)$$

2.1.1.2 CONTROL

El principal objetivo del rectificador es garantizar que la tensión de salida permanezca constante sin que afecte a esta las perturbaciones y variaciones que puedan producirse en la tensión de entrada, así como garantizar que posea un factor potencia unitario manteniendo en fase el voltaje y corriente. El sistema de control en modo deslizante elegido para este convertidor debe contener dos lazos de control para su correcto funcionamiento el cual se tiene un lazo de control a la corriente de entrada y un control Feed – Forward al voltaje de la salida. El sistema de control aplicado a este sistema u se definirá por la condición de existencia que determinará el momento en que el de la señal de ON/OFF, el cual vendrá dado por la ecuación (19).

$$u = \begin{cases} u^+, & S > 0 \\ u^-, & S < 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{S} < 0 \\ \dot{S} > 0 \end{cases} \quad (19)$$

DISEÑO DEL CONTROLADOR EN MODO DESLIZANTE

De las ecuaciones de estado (20) y (21) del convertidor Boost, y teniendo en cuenta que dicho sistema presente dos variables de estado (V_{out} e i_L), se buscará definir una superficie de deslizamiento que posea el mismo grado relativo con el orden dos que posee.

$$L \frac{di_L}{dt} = |V_{in \text{ red}}| - V_{out} u - r_L i_L \quad (20)$$

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = ui_L - i_{out} \quad (21)$$

(García de Vicuña L., 2017) propone una superficie de deslizamiento para este tipo de convertidor, el cual se compone entre la diferencia entre una constante K por el voltaje de entrada rectificado y la corriente del inductor que se muestra en la ecuación (24) el cual proviene de la condición obtener un factor de potencia unitario mostrado en (22) y su correspondiente derivada en la expresión (25), que al ser igualada a cero para cumplir con la condición de invariancia nos da como resultado la ecuación (27).

$$i_L = K|V_{in\ red}| \quad \Leftrightarrow \quad i_{in\ red} = KV_{in\ red} \quad (22)$$

$$K|V_{in\ red}| - i_L = 0 \quad \Rightarrow \quad S = 0 \quad (23)$$

$$\therefore S = K|V_{in\ red}| - i_L \quad (24)$$

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \frac{d[K|V_{in\ red}|]}{dt} - \frac{di_L}{dt} \quad (25)$$

$$\dot{S} = 0 \quad (26)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{d[K|V_{in\ red}|]}{dt} \quad (27)$$

Reemplazando (27) en (20) y despejando se puede obtener la ley de control equivalente u_{eq} que se indica en la ecuación (29).

$$L \frac{d[K|V_{in\ red}|]}{dt} = |V_{in\ red}| - V_{out}u_{eq} - r_L i_L \quad (28)$$

$$u_{eq} = \frac{|V_{in\ red}| - L \frac{d[K|V_{in\ red}|]}{dt} - r_L i_L}{V_{out}} \quad (29)$$

De la expresión anterior se determina que el voltaje generado por la resistencia parásita en el inductor por la corriente en este, que también representa la impedancia asociada con los elementos de conmutación y la fuente de voltaje AC en la entrada, así como el producto de la inductancia con su derivada respecto del tiempo; son valores muy pequeños con el voltaje de entrada rectificado por lo cual para simplificar el cálculo se pueden obviar al ser valores minúsculos como se indica en las expresiones (30) y (31), que nos proporcionará un valor de control equivalente simplificado que se indica en (32) (García de Vicuña L., 2017).

$$|V_{in\ red}| \gg r_L i_L \quad (30)$$

$$|V_{in\ red}| = L \frac{d[K|V_{in\ red}|]}{dt} \quad (31)$$

$$\therefore u_{eq\ simp} = \frac{|V_{in\ red}|}{V_{out}} \quad (32)$$

Reemplazando (32) en (23), y tomando como referencia que $i_L = K|V_{in\ red}|$, se obtiene:

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = u_{eq\ simp} i_L - i_{out} \quad (33)$$

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{|V_{in\ red}|}{V_{out}} K |V_{in\ red}| - i_{out} \quad (34)$$

$$C \frac{d\langle V_{out} \rangle}{dt} = K \frac{V_p^2}{2V_{out}} - \langle i_{out} \rangle \quad (35)$$

Para el diseño de la constante K , se requiere una salida con voltaje regulado al cual aplicamos una regulación del tipo PI el cual se expresa con la siguiente ecuación (36) que contiene una constante proporcional K_p y una constante integral K_i los cuales se aplican a la diferencia entre el voltaje de referencia $V_{out\ ref}$ y el voltaje de salida V_{out} que representan el error a la salida y que al integrarse nos permitirá encontrar la superficie de deslizamiento aplicable a este convertidor.

$$K = \frac{2\langle V_{out} \rangle}{V_p^2} \left[K_p (V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle) + K_i \int_{-\infty}^t (V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle) d\tau + \langle i_{out} \rangle \right] \quad (36)$$

Tomando como referencia el valor de K que se muestra en (36) y reemplazándolo en (35) se consigue la expresión en (39) y aplicando la segunda derivada se encontrará el controlador equivalente al grado esperado en la ecuación (40).

$$C \frac{d\langle V_{out} \rangle}{dt} = \frac{2\langle V_{out} \rangle}{V_p^2} \frac{V_p^2}{2V_{out}} \left[K_p (V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle) + K_i \int_{-\infty}^t (V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle) d\tau + \langle i_{out} \rangle \right] - \langle i_{out} \rangle \quad (37)$$

$$C \frac{d\langle V_{out} \rangle}{dt} = K_p (V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle) + K_i \int_{-\infty}^t (V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle) d\tau + \langle i_{out} \rangle - \langle i_{out} \rangle \quad (38)$$

$$C \frac{d\langle V_{out} \rangle}{dt} = K_p (V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle) + K_i \int_{-\infty}^t (V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle) d\tau \quad (39)$$

$$C \frac{d^2 \langle V_{out} \rangle}{dt^2} = K_p \frac{d(V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle)}{dt} + K_i (V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle) \quad (40)$$

$$C \frac{d^2 \langle V_{out} \rangle}{dt^2} = -K_p \frac{d\langle V_{out} \rangle}{dt} + K_i (V_{out\ ref} - \langle V_{out} \rangle) \quad (41)$$

$$C \frac{d^2 \langle V_{out} \rangle}{dt^2} + K_p \frac{d\langle V_{out} \rangle}{dt} + K_i (\langle V_{out} \rangle - V_{out\ ref}) = 0 \quad (42)$$

2.2.2 CONVERTIDOR RESONANTE

(Monar, 2014) expresa que el *soft-switching* representa un modo de conmutación que toma más fuerza y se empiezan a emplear en mayor cantidad de aplicaciones de convertidores en vez del *hard-switching* donde las pérdidas en conmutación en los semiconductores son considerables y pueden llevar a la destrucción de estos y producir fallos en el sistema. Gracias al *soft-switching* estas pérdidas ya no se producen y se distribuyen de manera porcentual entre los demás dispositivos dentro del convertidor. En la **Figura 26** se representa un esquema general de un convertidor DC-DC de alta frecuencia.

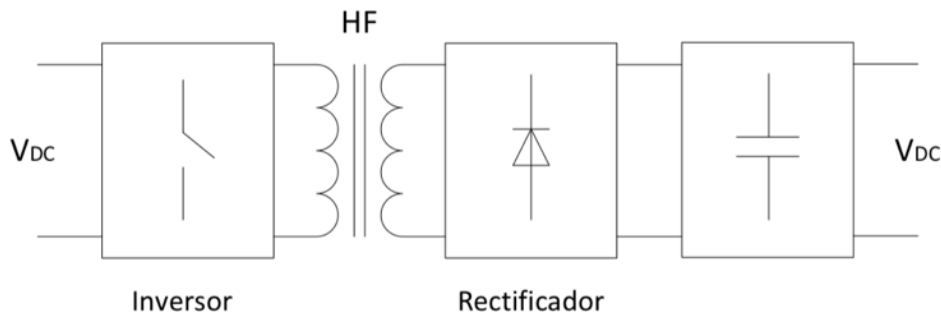


Figura 26 Esquema general de un convertidor DC – DC

Fuente: Obtenido de (Monar, 2014)

El principio de funcionamiento de este convertidor empieza con una primera etapa que invierte el voltaje de entrada para transformarla en una tensión cuadrada. Posteriormente dicha tensión se transfiere al bobinado del secundario del transformador logrando de esta manera aislamiento galvánico que no impide la transferencia de energía a pesar de que no haya contacto eléctrico logrando que la corriente no pueda fluir directamente entre los dos circuitos presentes. A continuación, se tiene la fase de rectificación que se compone por un puente de diodos para finalmente tener la salida del voltaje después de aplicar un filtro paso – bajo con el uso de un capacitor. Como principales ventajas de este tipo de convertidores, se tiene la reducción de las pérdidas de conmutación en el inversor, la reducción del volumen, el peso y el coste del convertidor y bajas interferencias electromagnéticas debido a la forma sinusoidal aproximada de las corrientes circulantes.

Los convertidores resonantes basan su principio de funcionamiento en variar la frecuencia de conmutación f_{sw} para lograr así variar la impedancia del tanque resonante Z_r que puede tener una configuración con un inductor en serie a la carga y un capacitor en serie (SRC) o en paralelo (PRC) como se muestra en la **Figura 27**.

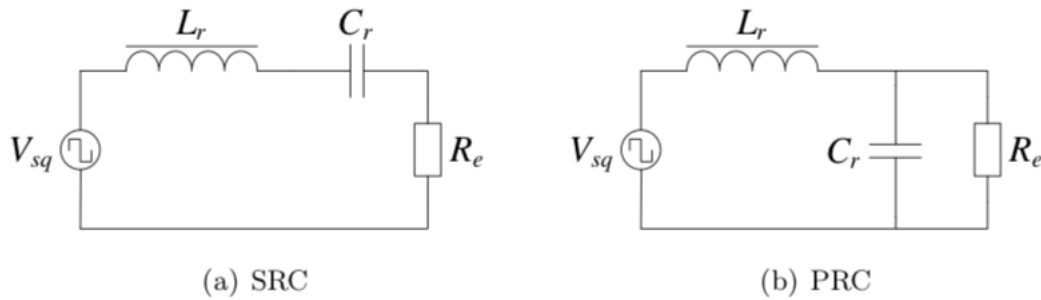


Figura 27 Tipología de los RC: a) Series Resonant Converter; b) Parallel Resonant Converter

Fuente: Obtenido de (Monar, 2014)

La frecuencia de resonancia f_r viene dada por la ecuación (43), donde L_r y C_r representan el inductor y el capacitor del tanque resonante respectivamente, donde se debe recordar que esta frecuencia es la base para normalizar la frecuencia de conmutación f_{sw} como se indica en la ecuación (44), el factor de calidad del circuito serie resonante en la ecuación (45), y finalmente la resistencia equivalente de la carga como se indica en la ecuación (46).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{\omega_r}{2\pi} \quad (43)$$

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (44)$$

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{eq}} \quad (45)$$

$$R_{eq} = n^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{out}}{I_{out}} = n^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{out}^2}{P_{out}^2} \quad (46)$$

En la **Figura 28** se muestra las curvas de ganancia del convertidor para diferentes factores de calidad cuya expresión matemática se muestra en la ecuación (47).

$$M_{SRC} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_e^2 \left(\frac{1}{f_n} - f_n \right)^2}} \quad (47)$$

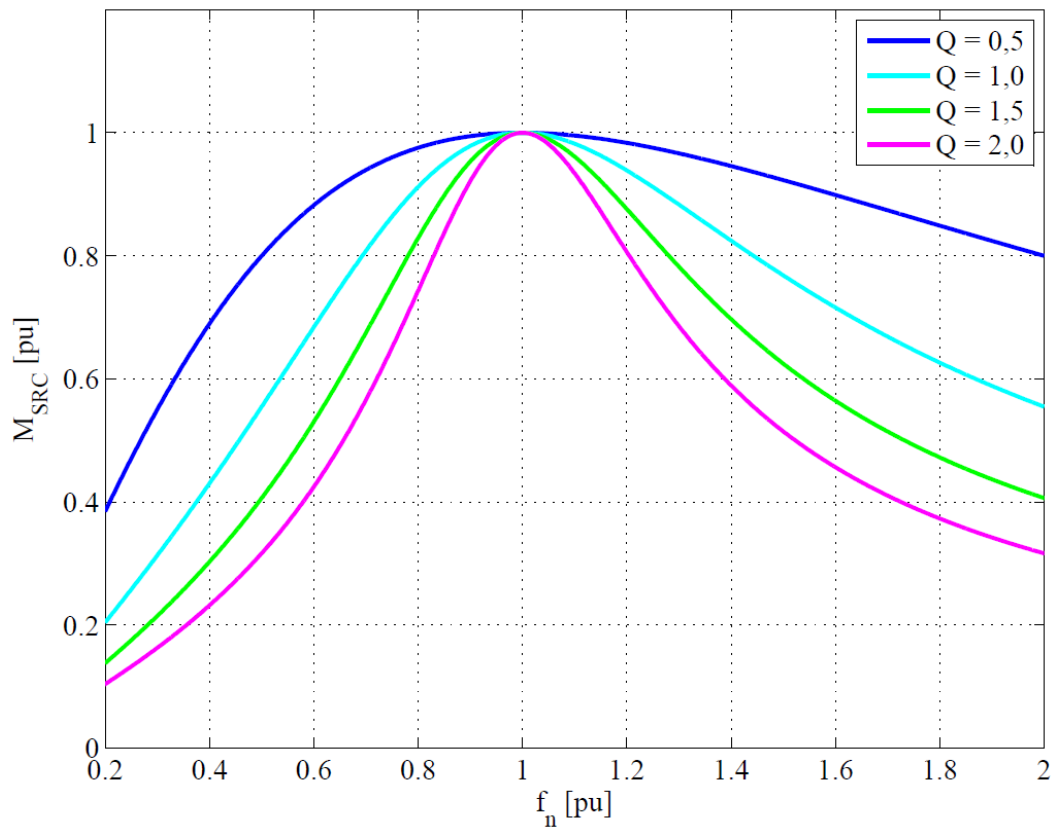


Figura 28 Curvas de ganancia del convertidor SRC
Fuente: Obtenido de (Monar, 2014)

(Monar, 2014) expresa que cuando la frecuencia de conmutación es inferior a la frecuencia de resonancia, la impedancia actúa con un comportamiento capacitivo lo que ocasiona el ZCS (*Zero Current Switching*), que representa la conmutación del semiconductor cuando la corriente es cero o es muy cercana a este valor durante la apertura del diodo (*turn – off*) ocasionando “*reverse recovery*” en los diodos anti paralelos que se cierran (*turn – on*) y esto ocasiona pérdidas muy elevadas en el convertidor. Por otra parte, cuando la frecuencia de conmutación es superior a la frecuencia de resonancia, la impedancia presenta un carácter inductivo provocando ZVS (*Zero Voltage Switching*), que representa la conmutación cuando la tensión es cero o casi nula.

La topología del convertidor se puede implementar con un puente completo como se muestra en la **Figura 29**, el cual se compone de un tanque resonante constituido por un capacitor resonante C_r , una inductancia de magnetización L_m y una inductancia resonante L_r en el lado del primario.

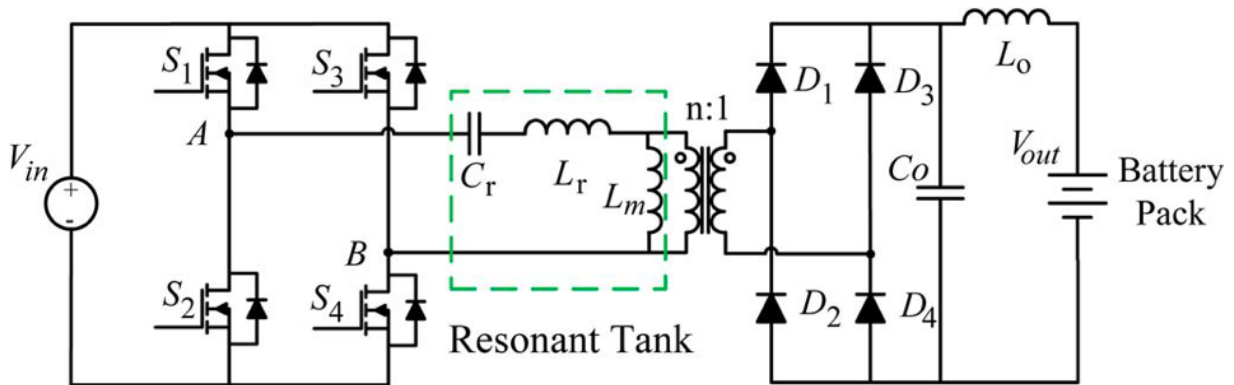


Figura 29 Convertidor Resonante LLC con puente completo
Fuente: Obtenido de (Deng J., Li S., Hu S., Chris C., 2014)

Posteriormente se tiene un transformador el cual nos dará la relación de transformación n en función del voltaje de entrada y el voltaje de salida, un puente de diodos rectificador D_1 , D_2 , D_3 y D_4 ; un capacitor del filtro de salida C_o en el lado del secundario y los componentes de la batería. Los modelos matemáticos referentes a este convertidor se expresan a continuación:

$$V_{in}u = L_r \frac{di_r}{dt} + V_r + nV_{out} \quad (48)$$

$$\frac{di_r}{dt} = -\frac{V_r}{L_r} - n\frac{V_{out}}{L_r} + \frac{V_{in}}{L_r}u \quad (49)$$

$$i_r = C_r \frac{dV_r}{dt} \quad (50)$$

$$\frac{dV_r}{dt} = \frac{i_r}{C_r} \quad (51)$$

$$ni_r = C_o \frac{dV_{out}}{dt} + \frac{V_{out}}{R_L} \quad (52)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = n\frac{i_r}{C_o} - \frac{V_{out}}{R_L C_o} \quad (53)$$

2.2.2.1 MODOS DE OPERACIÓN

(Wan, 2012) establece que debido a la complejidad del convertidor resonante LLC y sus diferentes modos de operación de acuerdo a su frecuencia de conmutación, se pueden establecer tres modos que se muestran a continuación:

- Frecuencia de conmutación menor a la frecuencia de resonancia.
- Frecuencia de conmutación igual a la frecuencia de resonancia.
- Frecuencia de conmutación mayor a la frecuencia de resonancia.

FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN MENOR A LA FRECUENCIA DE RESONANCIA

El convertidor resonante trabajando a una frecuencia de conmutación menor a la frecuencia de resonancia resulta en que el inductor de magnetización L_m participe en la operación del circuito, modificando las características de la ganancia de voltaje del convertidor.

En la **Figura 30** se muestran la topología del convertidor y las formas de onda cuando se opera a una frecuencia menor a la de resonancia. (Wan, 2012) establece que durante el intervalo de tiempo t_0 y t_1 , S_1 está conduciendo, los diodos D_1 y D_4 están en conducción y el convertidor entrega energía a la carga. En t_2 la corriente resonante del tanque resuena con

una magnitud igual a la de magnetización. Posteriormente L_m comienza a participar en la resonancia y como la corriente de resonancia es igual a la corriente de L_m , los diodos del secundario se apagan. En el intervalo de tiempo t_2 y t_3 , S_1 se apaga y L_m transfiere su energía almacenada a C_r . Debido a esto en este modo de operación, el convertidor puede aumentar la ganancia. Finalmente, el tanque resonante transfiere al diodo en S_2 logrando así operación con ZVS y en el intervalo de t_3 y t_4 la operación del otro ciclo (Ver **Figura 31**).

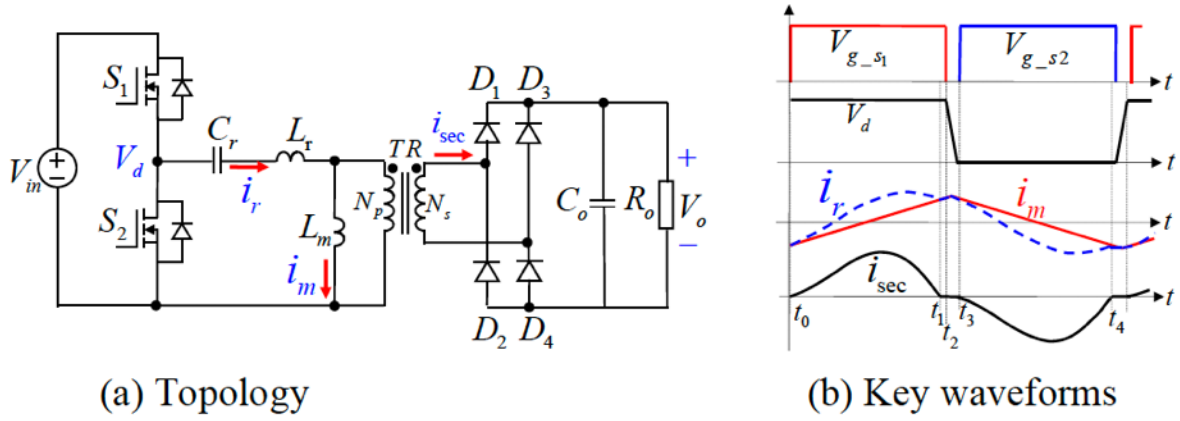


Figura 30 Convertidor resonante LLC operando por debajo de la frecuencia de resonancia. (a) Topología; (b) Formas de onda
Fuente: Obtenido de (Wan, 2012)

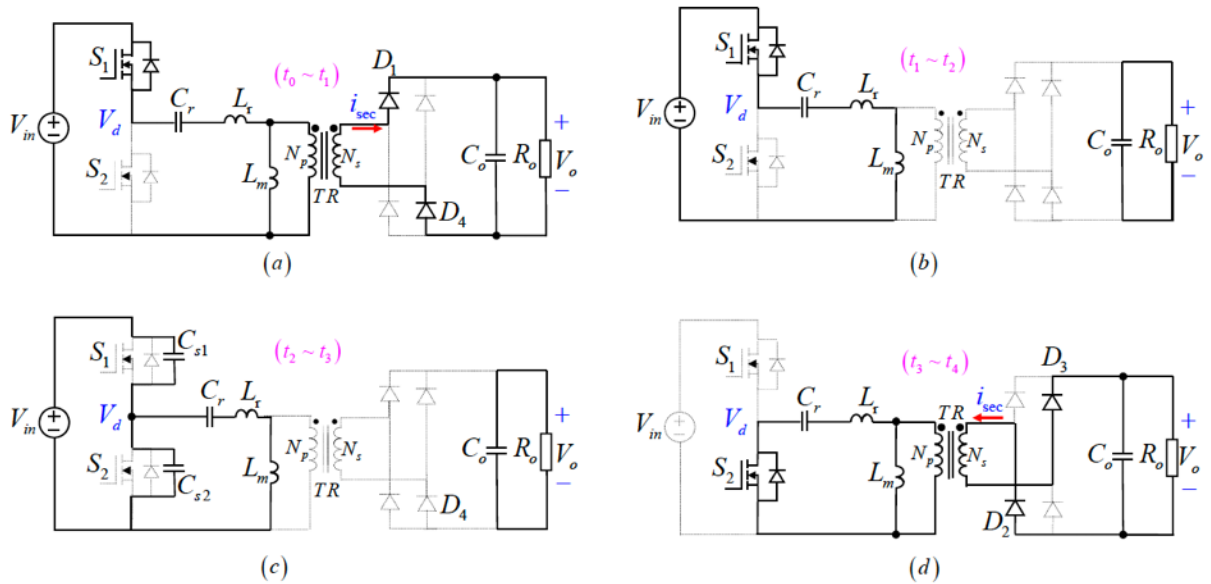


Figura 31 Modos de trabajo topológicos del convertidor resonante LLC operando por debajo de la frecuencia de resonancia.
Fuente: Obtenido de (Wan, 2012)

FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN IGUAL A LA FRECUENCIA DE RESONANCIA

Para maximizar la eficiencia del circuito, los convertidores se configuran para que trabajen a la frecuencia de resonancia. Sin embargo, cuando funcionan al lado izquierdo de esta frecuencia, funcionan con una conmutación de corriente cero *ZCS*. Para lograr conmutación de voltaje cero *ZVS* se debe tomar en cuenta algunos parámetros de diseño del convertidor y para que pueda lograrse se debe trabajar en un rango o más alto o más bajo de la frecuencia de resonancia (Wan, 2012).

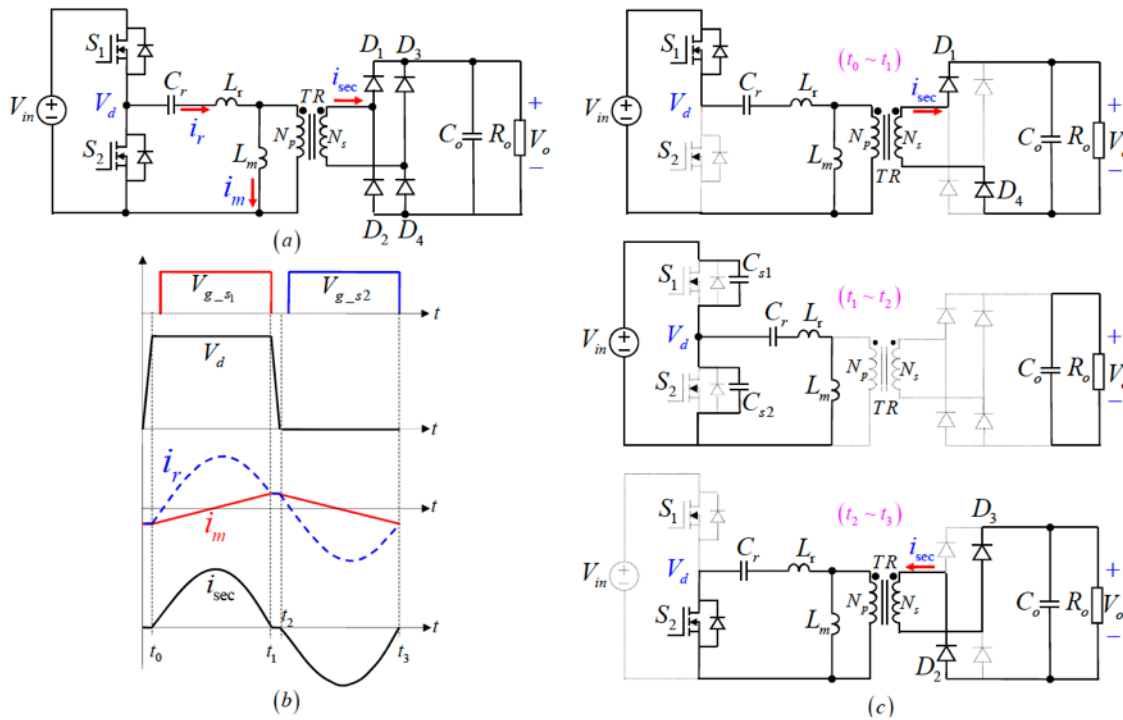


Figura 32 Convertidor resonante LLC operando a frecuencia de resonancia. (a) Topología; (b) Formas de onda y (c) modos de trabajo topológicos.

Fuente: Obtenido de (Wan, 2012)

En la **Figura 32** se muestra el convertidor resonante LLC operando a la frecuencia de resonancia, su topología, formas de onda y los modos de trabajo topológico. Durante el intervalo de tiempo t_0 y t_1 , S_1 está conduciendo y en este intervalo la corriente del tanque resonante es mayor a la corriente de magnetización; los diodos D_1 y D_4 están en conducción por lo que el voltaje aplicado a L_m es el voltaje de salida reflejado en el primario del transformador y por ende en este periodo de tiempo al diferencia entre el voltaje de entrada y de salida se aplica al tanque resonante y la forma de onda de onda de la corriente del tanque resulta en una senoide.

En el periodo de tiempo t_1 y t_2 , los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4 no conducen porque la corriente resonante del tanque es la misma que la de magnetización y no hay transferencia de corriente a la carga de la salida del convertidor. Posterior a esto en t_2 se enciende S_2 provocando ZVS. En el intervalo de tiempo t_2 y t_3 la diferencia entre la corriente del tanque resonante y la del inductor de magnetización, se transfiere a la carga para finalmente en t_3 se apaga S_2 y el convertidor operará en otro medio ciclo. En la frecuencia de resonancia, el convertidor puede lograr ZVS para la activación de los interruptores del primario, y la corriente de apagado es la máxima corriente del inductor de magnetización que al ser elegida y calculada correctamente disminuirá las pérdidas en el apagado. Cabe destacar que, en operación de frecuencia de resonancia, la impedancia del tanque resonante es igual a cero.

FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN MAYOR A LA FRECUENCIA DE RESONANCIA

El convertidor LLC operando a una frecuencia mayor a la de resonancia, funciona como un circuito SRC. En la **Figura 33** se muestra la topología y las formas de onda cuando trabaja el convertidor bajo este concepto.

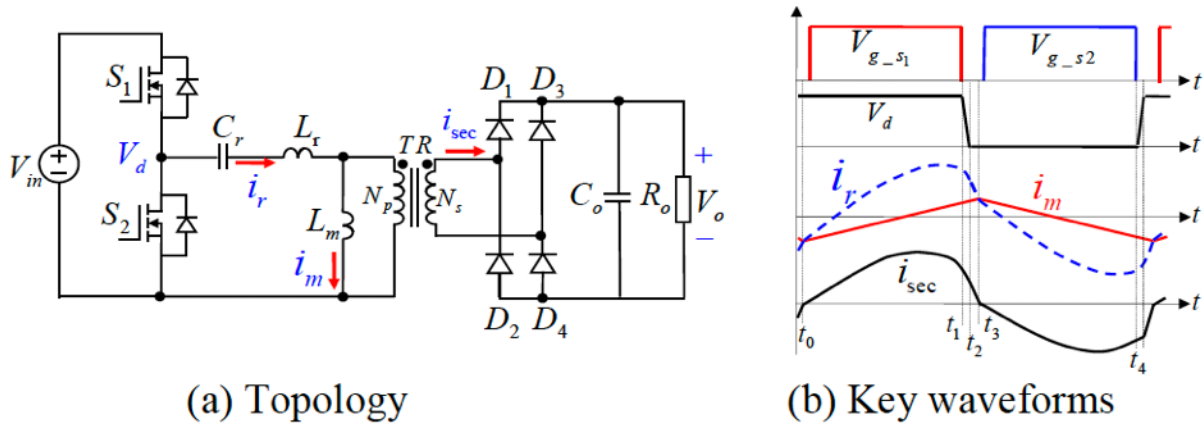


Figura 33 Convertidor resonante LLC operando por encima de la frecuencia de resonancia. (a) Topología; (b) Formas de onda

Fuente: Obtenido de (Wan, 2012)

(Wan, 2012) establece que en el intervalo de tiempo t_0 y t_1 , S_1 está conduciendo y los diodos D_1 y D_4 transfiriendo energía a la carga y el convertidor entrega energía a la carga. En t_1 , S_1 se apaga y debido a que la frecuencia de conmutación es más elevada que la frecuencia

de resonancia, la corriente del tanque resonante es más alta que la de magnetización. En el intervalo de tiempo t_1 y t_2 , S_1 y S_2 están apagados. En el intervalo t_2 y t_3 , S_2 se enciende y la corriente del tanque resonante disminuye rápidamente hasta que en el tiempo t_3 esta es igual a la corriente de magnetización y los diodos D_1 y D_4 se apagan. Durante el intervalo t_3 y t_4 S_2 se enciende con ZVS y los diodos D_2 y D_3 se encienden por lo que se transmite energía a la carga. Como conclusión bajo este modo de operación, la conmutación ZVS en los interruptores del primario se garantizan debido a la gran corriente de apagado, donde esta genera una pérdida excesiva en estos (Ver **Figura 34**).

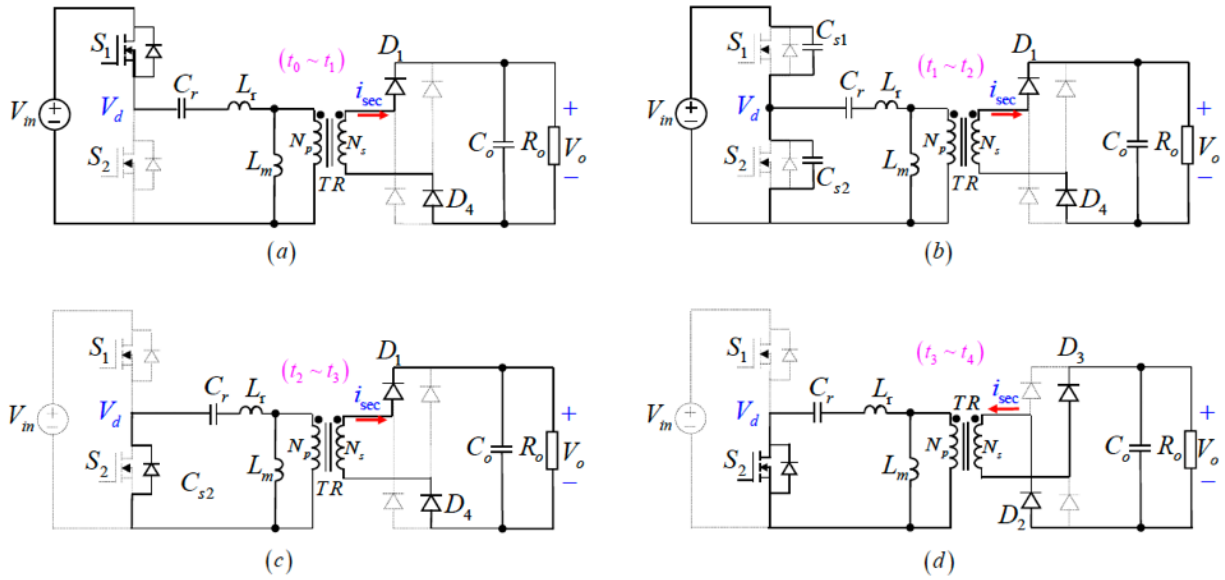


Figura 34 Modos de trabajo topológicos del convertidor resonante LLC operando por encima de la frecuencia de resonancia.

Fuente: Obtenido de (Wan, 2012)

2.2.2.2 CONTROL

El control aplicado para este convertidor conllevará el seguir una corriente de referencia $i_{referencia\ bateria}$ y el voltaje de referencia de la batería $V_{referencia\ bateria}$ será implementado con un control de frecuencia en operación nominal como se indica en la ecuación (54).

$$f_n = PI(i_{referencia\ bateria} - i_{out}) \quad (54)$$

Para la obtención de los valores necesarios de operación de f_n y las corrientes de operación a diferentes voltajes es necesario determinar los rangos de trabajo de la frecuencia normalizada que dependerá de la frecuencia de trabajo y la frecuencia de resonancia. La ley de control aplicado a este sistema u se definirá por la condición de existencia que determinará el momento en que el de la señal de ON/OFF, el cual vendrá dado por las ecuaciones (55) - (58) para cada uno de los *Mosfet* que componen el primario del convertidor resonante.

$$u_1 = \begin{cases} 1, & \sin(\omega_r f_n t) > 0 \\ 0, & \sin(\omega_r f_n t) < 0 \end{cases} \quad (55)$$

$$u_2 = \begin{cases} 0, & \sin(\omega_r f_n t) > 0 \\ 1, & \sin(\omega_r f_n t) < 0 \end{cases} \quad (56)$$

$$u_3 = \begin{cases} 0, & \sin(\omega_r f_n t) > 0 \\ 1, & \sin(\omega_r f_n t) < 0 \end{cases} \quad (57)$$

$$u_4 = \begin{cases} 1, & \sin(\omega_r f_n t) > 0 \\ 0, & \sin(\omega_r f_n t) < 0 \end{cases} \quad (58)$$

2.3 CARGADOR DE BATERÍA BASADO EN RECTIFICADOR BOOST Y CONVERTIDOR RESONANTE LLC

El cargador de baterías de 2 etapas basado en un rectificador Boost y un convertidor resonante LLC, hace referencia a la combinación de los dos convertidores anteriormente estudiados uno a continuación del otro por lo cual en la **Figura 35** se muestra el esquema del cargador de baterías en cada una de sus etapas.

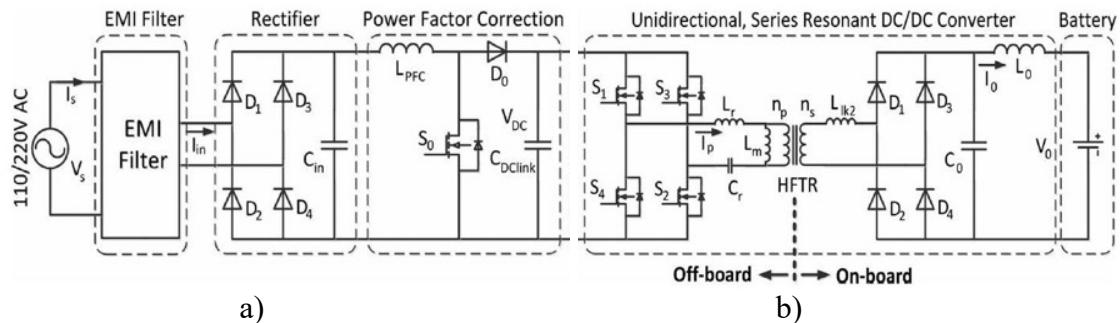


Figura 35 a) Primera fase del cargador con un convertidor Boost PFC; b) Segunda fase del cargador con un convertidor resonante unidireccional

Fuente: Obtenido de (UNLP, 2017)

Los modelos matemáticos que hacen referencia al cargador de baterías, estarán determinados por las ecuaciones de gobierno (59) – (63) de cada uno de los convertidores donde al hacer la combinación de los convertidores se tomará en cuenta que el voltaje de salida del convertidor Boost $V_{out\ Boost}$, será el voltaje de entrada del convertidor resonante $V_{in\ resonante}$.

$$L_{1\ Boost} \frac{di_{1\ Boost}}{dt} = |V_{ac\ Boost}| - V_{1\ Boost} u_{1\ Boost} - r i_{1\ Boost} \quad (59)$$

$$C_{1\ Boost} \frac{dV_{1\ Boost}}{dt} = u_{1\ Boost} i_{1\ Boost} - i_{inv\ Boost} \quad (60)$$

$$\frac{di_{r\ LLC\ resonante}}{dt} = -\frac{V_{r\ LLC\ resonante}}{L_{r\ LLC\ resonante}} - n \frac{V_{out\ Bateria}}{L_{r\ LLC\ resonante}} + \frac{V_{out\ Boost}}{L_{r\ LLC\ resonante}} u_r \quad (61)$$

$$\frac{dV_{r\ LLC\ resonante}}{dt} = \frac{i_{r\ LLC\ resonante}}{C_{r\ LLC\ resonante}} \quad (62)$$

$$\frac{dV_{out\ Bateria}}{dt} = n \frac{i_{r\ LLC\ resonante}}{C_{o\ LLC\ resonante}} - \frac{V_{out\ Bateria}}{R_{L\ LLC\ resonante} C_{o\ LLC\ resonante}} \quad (63)$$

Capítulo 3

Simulación

3.1 MODELADO DEL CARGADOR

Para la elaboración la simulación del cargador de baterías se toma el modelo que se muestra en la **Figura 35** estudiada en el anterior capítulo el cual está compuesta de una primera fase por un rectificador Boost de potencia unitaria, y en su segunda fase por un convertidor resonante de alta eficiencia.

3.1.1 TOPOLOGÍA DEL CARGADOR

Se escogerá la siguiente topología para la simulación en la cual se establece que el cargador de baterías para EVs se alimentará de la red monofásica de 230V de CA, con una corriente de 16 [A] y una potencia de 3.6 [kW] enfocado a un uso doméstico de un garaje privado.



Figura 36 Esquema del Sistema para cargar baterías del Renault Zoe
Fuente: Obtenido de (RENAULT, 2017)

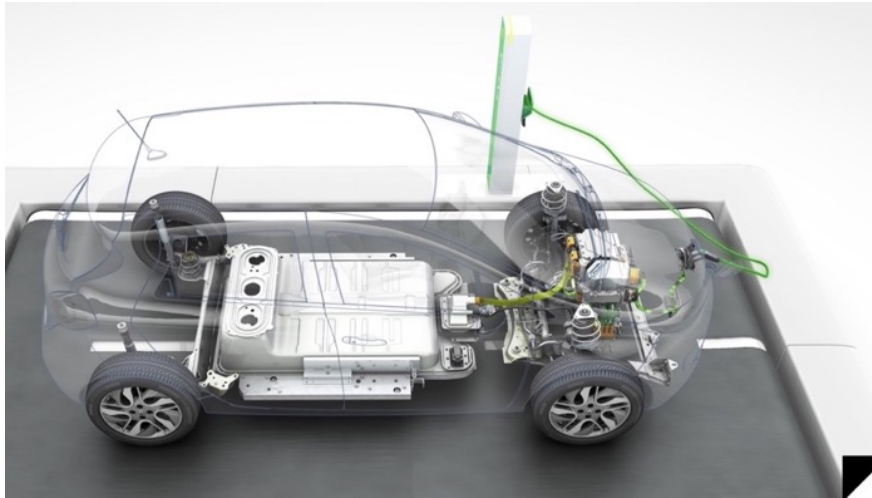


Figura 37 Conjunto del cargador, convertidor, motor, y batería del Renault Zoe

Fuente: Obtenido de (RENAULT, 2017)

3.1.2 ESPECIFICACIONES

En la **Tabla 1** se muestran los parámetros de las variables del Rectificador Boost PFC, con el cual se realizará la simulación de esta primera etapa del convertidor. Algunos de estos valores se han tomado de referencia en base a la Guía de diseño de un convertidor Boost PFC (Stückler F., Abdel - Rahman S., Siu K., 2016) y otros se han calculado en base a las variables iniciales de trabajo del convertidor. Por su parte en la **Tabla 2** se muestran los parámetros de diseño del convertidor resonante DC – DC.

Tabla 1 Parámetros del Rectificador Boost PFC

Parámetro	Valor - Símbolo	Valor
Voltaje de entrada	$V_{in\ red}$	230 [V] AC
Rango de entrada	$tolerancia_{V_{in\ red}}$	$\pm 10\%$ (209 – 253[V]AC)
Voltaje de Salida	$V_{out\ Boost}$	800 [V]DC
Potencia máxima	P_{out}	3.6 [kW]
Frecuencia de red	f_{red}	50 [Hz]
Frecuencia de conmutación	$f_{switching}$	100 [kHz]
Ondulación de la corriente del inductor	-	25% @ línea baja / carga completa
Voltaje de salida rizado @120 Hz	-	10 Vp-p
Resistencia nominal de la carga	R_{Boost}	180 [Ω]
Resistencia parásita del inductor	$r_{par\ ind}$	0.007 [Ω]

Tabla 2 Parámetros de diseño del convertidor resonante DC – DC

Parámetro	Valor - Símbolo	Valor
Voltaje de entrada	$V_{in\ Boost}$	800 [V] DC
Voltaje de entrada mínimo	$V_{in\ Boost\ min}$	790 [V] DC
Voltaje de entrada máximo	$V_{in\ Boost\ max}$	810 [V] DC
Voltaje de Salida	$V_{out\ resonant}$	125 – 225 [V] DC
Potencia de Salida	P_{out}	3.6 [kW]
Frecuencia de resonancia	f_r	184.7 [kHz]
Frecuencia máxima de operación	$f_{r\ max}$	217 [kHz]
Eficiencia	η	98%

Con los valores anteriormente mencionados del rectificador Boost PFC, y del convertidor resonante DC – DC, se procederán a calcular valores de algunos de los elementos de cada uno de estos convertidores para realizar la simulación del cargador de baterías.

3.1.3 FASE DEL RECTIFICADOR DE POTENCIA UNITARIO (UPRF)

Dentro de la primera fase del cargador se ha realizado la simulación del Rectificador con Corrección de Factor de Potencia (Power Factor Correction Rectifier) en la cual se realizarán en base a los valores de tensión de entrada de la red que se muestra en la **Tabla 1**. Como primer paso se realizará el cálculo de los elementos principales del rectificador, y posteriormente los resultados obtenidos a partir de estos valores iniciales de diseño.

Cálculo de la resistencia de salida para la potencia de salida.

Al utilizar el cargador de baterías que nos proporcione una potencia de 3.6 [kW], se calculará la respectiva resistencia para obtener dicho valor en la salida del rectificador.

$$P_{out} = \frac{V_{out\ Boost}^2}{R_{boost}} \quad (64)$$

$$R_{boost} = \frac{V_{out\ Boost}^2}{P_{out}} \quad (65)$$

$$R_{boost} = \frac{(800 \text{ V})^2}{3600 \text{ W}} \quad (66)$$

$$R_{boost} = 177,78 [\Omega] = 180 [\Omega] \quad (67)$$

Cálculo de las condiciones de solubilidad del rectificador

Mediante la aplicación de la ecuación (17) en el capítulo anterior se determinó la condición para que tener una solución real con los parámetros calculados anteriormente y se garantiza la solubilidad en la expresión (70).

$$V_{out \text{ Boost}} \leq V_{in \text{ red}} \sqrt{\frac{R_{Boost}}{8r_{par \text{ ind}}}} \quad (68)$$

$$800 \text{ [V]} \leq 230 \text{ [V]} \times \sqrt{\frac{180 [\Omega]}{8 \times 0.007 [\Omega]}} \quad (69)$$

$$800 \text{ [V]} \leq 13039.77 \text{ [V]} \quad (70)$$

Adicionalmente se calcula la corriente de referencia deseable en estado estable en (73) que se determinó con la expresión (18) estudiada en el anterior capítulo.

$$I_d = \frac{V_{in \text{ red}}}{2 r_{par \text{ ind}}} - \sqrt{\frac{V_{in \text{ red}}^2}{4r_{par \text{ ind}}^2} - \frac{2V_{out \text{ Boost}}^2}{r_{par \text{ ind}} R_{Boost}}} \quad (71)$$

$$I_d = \frac{230[V]}{2 \times 0.007 [\Omega]} - \sqrt{\frac{(230[V])^2}{4 \times (0.007 [\Omega])^2} - \frac{2 \times (800 [V])^2}{0.007 [\Omega] \times 180 [\Omega]}} \quad (72)$$

$$I_d = 30.92 [A] \quad (73)$$

Cálculo del inductor principal de PFC

Los inductores para los convertidores por lo general emplean devanados de una sola capa y una caída de permeabilidad del 30% o menos por lo cual al ser una de las primicias para el

diseño de estos convertidores que presenten un alto factor de potencia en un amplio rango de corriente de línea de entrada, por lo que emplean una capacidad para maximizar la energía y una permeabilidad de la carga total de hasta un 75 – 80% de modo que con una carga más ligera la inductancia oscila hacia arriba. (Stückler F., Abdel - Rahman S., Siu K., 2016). El valor del inductor del filtro y el amperaje máximo se determinan en función de la corriente del inductor máxima y mínima especificada con las siguientes expresiones:

$$L = \frac{1}{\%Rizado} \times \frac{V_{ac\ min}^2}{P_{out}} \times \left(1 - \frac{\sqrt{2} V_{ac\ min}}{V_{out}}\right) \times T \quad (74)$$

Donde

$$L = \frac{1}{0.25} \times \frac{(207)^2}{3600} \times \left(1 - \frac{\sqrt{2} \times 207}{800}\right) \times \left(\frac{1}{100 \times 10^3}\right) = 3.018 \times 10^{-4} [H] \quad (75)$$

$$L = 301.8 [\mu H] \quad (76)$$

$$I_{Lmax} = \frac{\sqrt{2} P_{out}}{V_{ac\ min}} \times \left(1 + \frac{\%Rizado}{2}\right) \quad (77)$$

$$I_{Lmax} = \frac{\sqrt{2} \times 3600}{207} \times \left(1 + \frac{0.25}{2}\right) = 27.7 [A] \quad (78)$$

Calculado la corriente mínima a continuación:

$$I_{Lmin} = \frac{\sqrt{2} P_{out}}{V_{ac\ min}} \times \left(1 - \frac{\%Rizado}{2}\right) \quad (79)$$

$$I_{Lmin} = \frac{\sqrt{2} \times 3600}{207} \times \left(1 - \frac{0.25}{2}\right) = 21.5 [A] \quad (80)$$

A continuación, se determinan las corrientes RMS del inductor y sus correspondientes pérdidas en el cobre.

$$I_{L\ rms} \cong I_{in\ rms} = \frac{P_{out}}{V_{ac\ min}} = \frac{3600\ W}{207\ V} = 17.4 [A] \quad (81)$$

$$P_{Lconducción} = I_{L\ rms}^2 \times DCR = (17.4\ A)^2 \times (0.07\ \Omega) = 21.2\ [W] \quad (82)$$

Para el puente rectificador se calcularán las potencias de pérdida totales usando el flujo de corriente de entrada promedio a través de dos de los puentes de diodos rectificadores y que se expresan a continuación:

$$I_{average} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}\ P_{out}}{V_{ac\ min}} \quad (83)$$

Donde

$$I_{average} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\sqrt{2} \times 3600}{207} = 15.66\ [A] \quad (84)$$

$$P_{bridge} = 2 \times I_{average} \times V_{f\ bridge} \quad (85)$$

Finalmente calculando se obtiene:

$$P_{bridge} = 2 \times (15.66\ A) \times (1\ V) = 31.32\ [W] \quad (86)$$

Cálculo del capacitor del PFC

El cálculo de diseño para la selección del capacitor de salida se puede calcular utilizando el máximo de las relaciones siguientes:

$$C_{out} \geq \frac{2 \times P_{out} \times t_{hold}}{V_{out}^2 - V_{out\ min}^2} \quad (87)$$

Donde

$$C_{out} \geq \frac{2 \times 3600\ W \times 16.6 \times 10^{-3}\ s}{(800\ V)^2 - (720\ V)^2} \quad (88)$$

$$C_{out} \geq 0.0098\ [F] \quad (89)$$

$$C_{out} \geq \frac{P_{out}}{2 \times \pi \times f_{red} \times \Delta V_{out} \times V_{out}} \quad (90)$$

$$C_{out} \geq \frac{3600 \text{ W}}{2 \times \pi \times 50 \text{ Hz} \times 10 \text{ V} \times 800 \text{ V}} \quad (91)$$

$$C_{out} \geq 0.0014 \text{ [F]} \quad (92)$$

Para este diseño se tomará como referencia para la simulación el capacitor de $1000 \text{ } [\mu F]$ a efectos de utilización de uno disponible en el mercado con el modelo polarizado CLE800K1000-FS-225 como se muestra en la **Figura 38**.



Figura 38 Condensador $1000[\mu F]$ 800V CLE800K1000-FS-225
Fuente: Obtenido de (MFEO Trade Co., Limited, 2019)

3.1.3.1 MODELO EN SIMULINK RECTIFICADOR BOOST PFC

En la **Figura 39** se muestra el modelo del rectificador con corrección del factor de potencia, el cual se han considerado en la entrada a efectos de tener una simulación más cercana a la realidad una distorsión a la forma sinusoidal de la entrada aplicado una señal de entrada que varía su tensión de 230 [V] con una variación del $\pm 15\%$ logrando la perturbación como se muestra en la **Figura 40**.

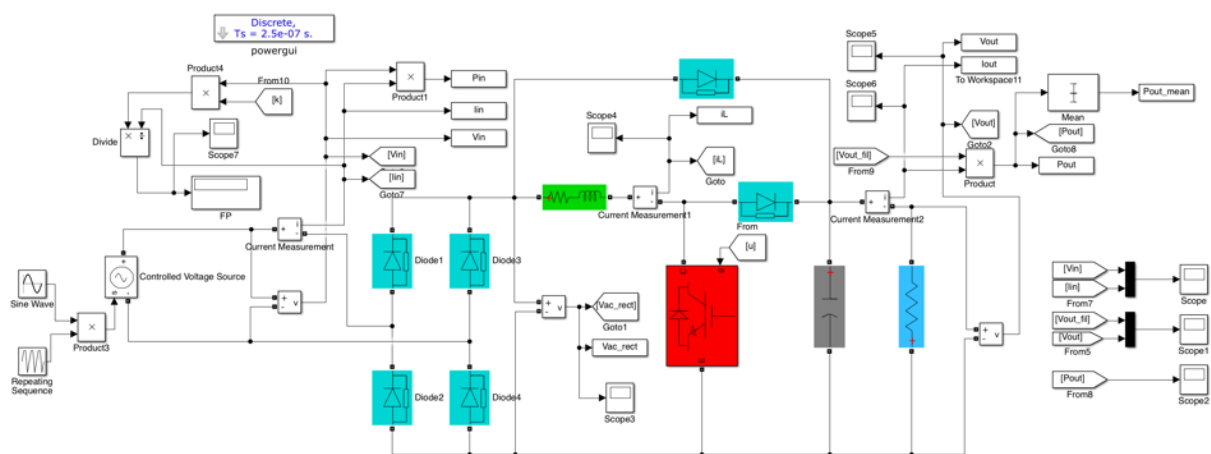


Figura 39 Modelo del Rectificador PFC en Simulink

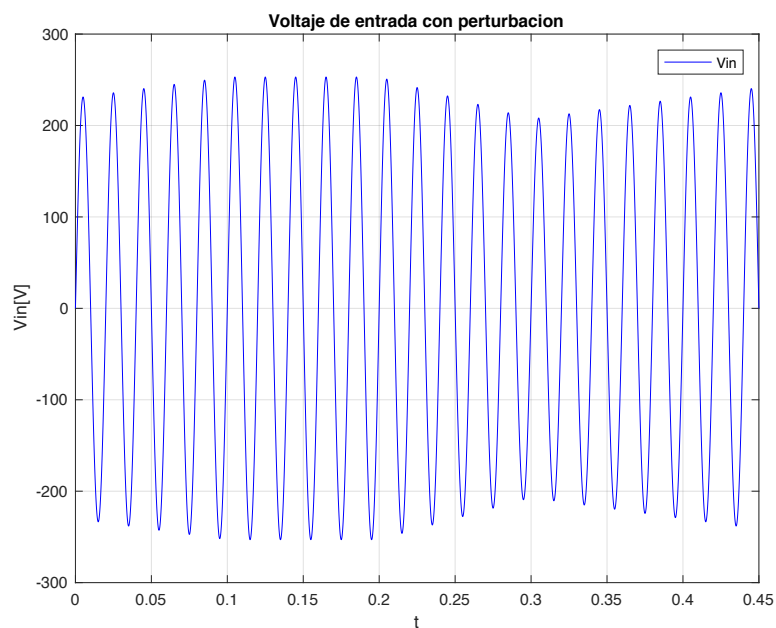


Figura 40 Voltaje de entrada de la red con perturbación del $\pm 15\%$

En la **Figura 41** se muestra el sistema de control aplicado en el rectificador del PFC, el cual se basa en un control en modo deslizante con Feed – Forward al voltaje de salida, que se encarga de enviar la señal al IGBT del rectificador Boost como se muestra en la **Figura 42** y el zoom para visualizar la forma de la señal de control en la **Figura 43**.

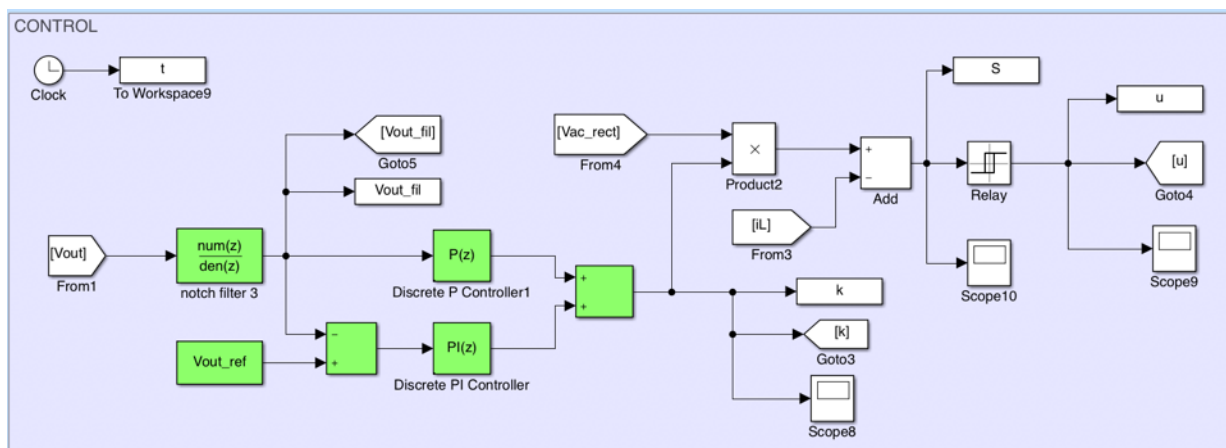


Figura 41 Control aplicado al Rectificador PFC

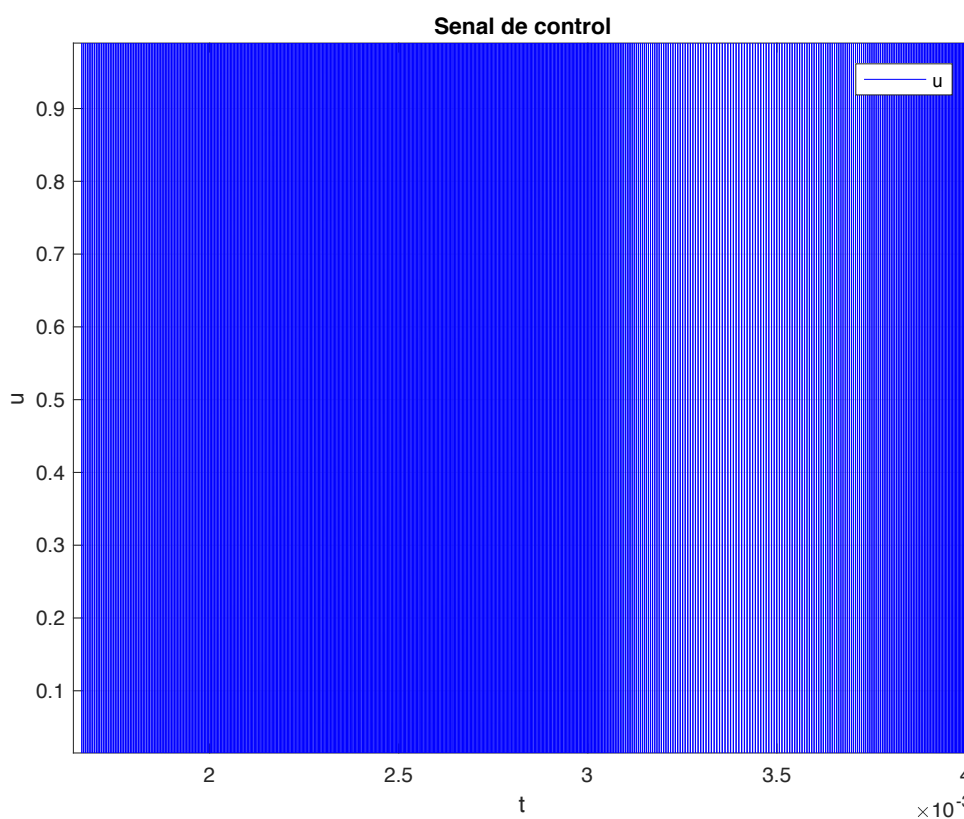


Figura 42 Señal de control al IGBT

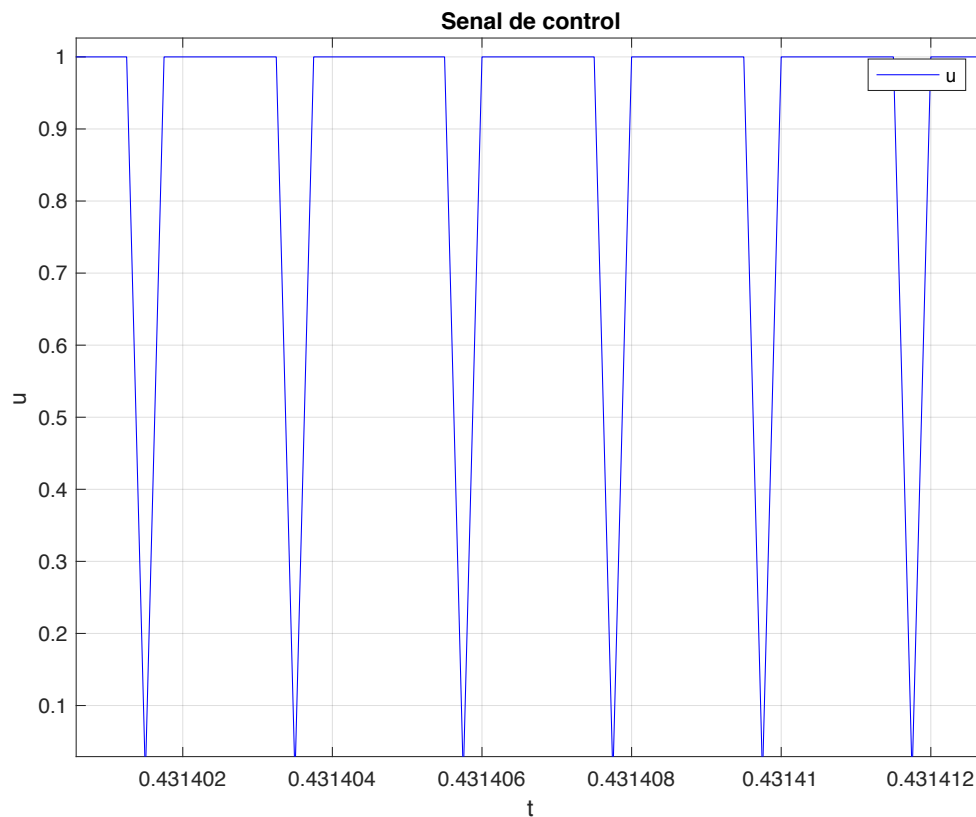


Figura 43 Señal de control al IGBT (Zoom)

3.1.4 FASE CONVERTIDOR RESONANTE DC-DC

Acorde a los procedimientos para el diseño de un convertidor resonante LLC según (LLC resonant half-bridge converter design guideline, 2014) se requiere determinar las especificaciones de diseño siguientes:

- Voltaje de entrada rango. $V_{in\ Boost\ min} - V_{in\ Boost\ max}$
- Voltaje de entrada nominal. $V_{in\ Boost\ nominal}$
- Voltaje de salida regulado. $V_{out\ Resonant}$
- Potencia máxima de salida. P_{out}
- Frecuencia de resonancia. f_r
- Frecuencia máxima de operación. f_{max}

En la fase del convertidor resonante DC – DC se realizará un cálculo de los componentes de este en los cuales se establecerán los parámetros del transformador de alta frecuencia que posee el convertidor.

Cálculo de la relación de transformación

Se determinará la ratio de transformación en la cual se toman como referencia los valores nominales del voltaje de entrada y salida a una frecuencia de resonancia en serie donde la ganancia M es unitaria como se muestra a continuación:

$$n = M \frac{V_{in \text{ Boost min}}}{V_{out \text{ resonant min}}} \Big|_{M=1} \quad (93)$$

$$n = \frac{V_{in \text{ Boost min}}}{V_{out \text{ resonant min}}} \quad (94)$$

$$n = \frac{790 \text{ V}}{125 \text{ V}} \quad (95)$$

$$n = 6.32 \quad (96)$$

Cálculo del factor de ganancia mínima M_{min} y M_{max}

Para poder regular el voltaje de salida será necesario calcular los factores de ganancia mínima y máxima que se expresa mediante las ecuaciones siguientes:

$$M_{min} = n \frac{V_{out \text{ resonant min}}}{V_{in \text{ Boost max}}} \quad (97)$$

$$M_{min} = 6.32 \frac{125 \text{ V}}{810 \text{ V}} \quad (98)$$

$$M_{min} = 0.9753 \quad (99)$$

$$M_{max} = n \frac{V_{out \text{ resonant max}}}{V_{in \text{ Boost min}}} \quad (100)$$

$$M_{max} = 6.32 \frac{225 \text{ V}}{790 \text{ V}} \quad (101)$$

$$M_{max} = 1.800 \quad (102)$$

Cálculo de la ratio de inductancia l

(Deng J., Li S., Hu S., Chris C., 2014) recomiendan el uso de la ecuación (103) para poder determinar la ratio de la inductancia.

$$l = \left(\frac{1}{M_{min}} - 1 \right) \frac{8f_{n\ max}^2}{8f_{n\ max}^2 - \pi^2} \quad (103)$$

De donde $f_{n\ max}$ se expresa mediante la ecuación siguiente:

$$f_{n\ max} = \frac{f_{s\ max}}{f_r} \quad (104)$$

$$f_{n\ max} = \frac{217000\ Hz}{184700\ Hz} \quad (105)$$

$$f_{n\ max} = 1.1749 \quad (106)$$

Y se calcula los valores de la ratio l a continuación:

$$l = \left(\frac{1}{0.9753} - 1 \right) \frac{8(1.1749)^2}{8(1.1749)^2 - \pi^2} \quad (107)$$

$$l = 0.2383 \quad (108)$$

Cálculo de variables críticas $M_{critico}$, $Z_{o\ max}$, $I_{out\ critico}$, $I_{in\ critico}$

Se recomienda verificar el factor de ganancia crítico $M_{critico}$ y la impedancia máxima $Z_{o\ max}$ que están relacionados con el factor de la ratio de inductancia l , que se tienen en el convertidor resonante cuando está trabajando en los límites de los modos capacitivo e inductivo. Las ecuaciones vienen determinadas a continuación:

$$M_{critico} = \sqrt{1 + \sqrt{\frac{l}{1+l}}} \quad (109)$$

$$M_{critico} = \sqrt{1 + \sqrt{\frac{0.2383}{1+0.2383}}} \quad (110)$$

$$M_{critico} = 1.1995 \quad (111)$$

$$Z_{o\ max} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{in\ Boost\ min}^2}{P_{out\ max}} (\sqrt{l(1+l)} + l) \quad (112)$$

$$Z_{o\ max} = \frac{8}{\pi^2} \frac{(790\ V)^2}{3600\ W} (\sqrt{0.2383(1+0.2383)} + 0.2383) \quad (113)$$

$$Z_{o\ max} = 109.8232\ [\Omega] \quad (114)$$

(Deng J., Li S., Hu S., Chris C., 2014) establece el cálculo de las corrientes y voltajes de entrada y salida críticos del convertidor:

$$I_{out\ critico} = \frac{P_{out\ max}}{V_{out\ crit}} = \frac{P_{out\ max}}{\frac{M_{critico} V_{in\ Boost\ min}}{n}} \quad (115)$$

$$I_{out\ critico} = \frac{3600\ W}{\frac{1.1995 \times 790\ V}{6.32}} \quad (116)$$

$$I_{out\ critico} = 24.0109\ [A] \quad (117)$$

$$I_{in\ critico} = \frac{P_{out\ max}}{\eta V_{in\ Boost\ min}} \quad (118)$$

$$I_{in\ critico} = \frac{3600\ W}{0.98 \times 790\ V} \quad (119)$$

$$I_{in\ critico} = 4.65\ [A] \quad (120)$$

Cálculo de la inductancia de magnetización L_m

(Deng J., Li S., Hu S., Chris C., 2014) determina que para el cálculo de la inductancia de magnetización se deberá cumplir la ecuación (121) para asegurar una conmutación suave en todo el rango de operación del convertidor.

$$L_m = \frac{n^2}{f_r} \frac{V_{out\ critico}}{4nI_{in\ critico} + (\pi^2 l M_{critico} - 4)I_{out\ critico}} \quad (121)$$

$$L_m = \frac{n^2}{f_r} \frac{\frac{M_{critico}}{n} V_{in\ Boost\ min}}{4nI_{in\ critico} + (\pi^2 l M_{critico} - 4)I_{out\ critico}} \quad (122)$$

$$L_m = \frac{(6.32)^2}{184700\ Hz} \times \frac{\frac{1.1995 \times 790\ V}{6.32}}{4 \times 4.65\ A + (\pi^2 \times 0.2383 \times 1.1995 - 4) \times 24.0109A} \quad (123)$$

$$L_m = 3.6331 \times 10^{-4}\ [H] \quad (124)$$

Cálculo de la inductancia y capacitancia del tanque resonante L_r y C_r

(Deng J., Li S., Hu S., Chris C., 2014) finalmente nos expresa las ecuaciones para poder calcular los elementos de inductancia y capacitancia del tanque resonante L_r y C_r como se indica a continuación:

$$L_r = l\ L_m \quad (125)$$

$$L_r = 0.2383 \times 3.6331 \times 10^{-4}\ [H] \quad (126)$$

$$L_r = 8.6580 \times 10^{-5}\ [H] \quad (127)$$

$$C_r = \frac{1}{L_r(2\pi f_r)^2} \quad (128)$$

$$C_r = \frac{1}{8.6580 \times 10^{-5}\ [H] \times (2 \times \pi \times 184700)^2} \quad (129)$$

$$C_r = 8.5761 \times 10^{-9}\ [F] \quad (130)$$

Se verifica la frecuencia de resonancia:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (131)$$

$$f_r = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{8.6580 \times 10^{-5}\ [H] \times 8.5761 \times 10^{-9}\ [F]}} \quad (132)$$

$$f_r = 184700\ [Hz] \quad (133)$$

Se comprueba que la impedancia característica sea menor que la impedancia máxima calculada anteriormente.

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2\pi f_r L_r = \frac{1}{2\pi f_r C_r} \quad (134)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{8.6580 \times 10^{-5} [H]}{8.5761 \times 10^{-9} [F]}} \quad (135)$$

$$Z_o = 100.4761[\Omega] \leq Z_{o \max} = 109.8232 [\Omega] \quad (136)$$

En la **Tabla 3** se muestra los valores anteriormente calculados con los parámetros de diseño de los elementos del convertidor resonante DC – DC.

Tabla 3 Parámetros calculados del convertidor resonante DC – DC

Parámetro	Valor - Símbolo	Valor
Ganancia mínima	M_{min}	0.9753
Ganancia máxima	M_{max}	1.8000
Ganancia crítica	$M_{critico}$	1.1995
Relación de transformación	n	6.3200
Ratio de la inductancia	l	0.2383
Frecuencia normalizada máxima	$f_{n \max}$	1.1749
Frecuencia normalizada mínima	$f_{n \min}$	0.5063
Frecuencia de resonancia	f_r	184.7 [kHz]
Impedancia máxima	$Z_{o \max}$	109.8232 [Ω]
Impedancia calculada convertidor	Z_o	100.4761 [Ω]
Corriente de salida crítica	$I_{out \ critico}$	24.0109 [A]
Corriente de entrada crítica	$I_{in \ critico}$	4.6500 [A]
Voltaje de salida crítico	$V_{out \ critico}$	149.9317 [V]
Inductancia de magnetización	L_m	$3.6331 \times 10^{-4} [H]$
Inductancia tanque resonante	L_r	$8.6580 \times 10^{-5} [H]$
Capacitancia tanque resonante	C_r	$8.5761 \times 10^{-9} [F]$

El factor de calidad se puede calcular para los diferentes voltajes de salida del convertidor mediante la ecuación (137).

$$Q = \frac{Z_o}{R_{ac}} = \frac{Z_o}{n^2 R_{o\ ac}} = \frac{\pi^2 Z_o P_{out}}{8 n^2 V_{out}^2} \quad (137)$$

Se tomarán como referencia los cuatro voltajes de salida del convertidor en referencia a los voltajes de referencia de la batería con $V_{out} = 225, 200, 175, 150$ y 125 [V] para poder calcular los diferentes factores de calidad del convertidor como se muestran en las expresiones (138) – (142).

$$Q_1|_{V_{out}=225} = \frac{\pi^2 (100.4761 [\Omega]) (3600 [W])}{8 (6.3200)^2 (225 \text{ V})^2} = 0.2207 \quad (138)$$

$$Q_2|_{V_{out}=200} = \frac{\pi^2 (100.4761 [\Omega]) (3600 [W])}{8 (6.3200)^2 (200 \text{ V})^2} = 0.2793 \quad (139)$$

$$Q_3|_{V_{out}=175} = \frac{\pi^2 (100.4761 [\Omega]) (3600 [W])}{8 (6.3200)^2 (175 \text{ V})^2} = 0.3648 \quad (140)$$

$$Q_4|_{V_{out}=150} = \frac{\pi^2 (100.4761 [\Omega]) (3600 [W])}{8 (6.3200)^2 (150 \text{ V})^2} = 0.4965 \quad (141)$$

$$Q_5|_{V_{out}=125} = \frac{\pi^2 (100.4761 [\Omega]) (3600 [W])}{8 (6.3200)^2 (125 \text{ V})^2} = 0.7150 \quad (142)$$

Se determinará la curva de ganancia M_g en función de la frecuencia normalizada f_n mediante el uso de la expresión (143)

$$M_g = \left| \frac{L_n f_n^2}{[(L_n + 1)f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1)f_n Q L_n]} \right| \quad (143)$$

Donde

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (144)$$

$$L_n = \frac{3.6331 \times 10^{-4} [H]}{8.6580 \times 10^{-5} [H]} \quad (145)$$

$$L_n = 4.1964 \quad (146)$$

En la **Figura 44** se muestra la curva de ganancia M_g vs f_n para factores de calidad Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 y Q_5 en función de los voltajes de salida de referencia para la batería que se han obtenido a través de MATLAB.

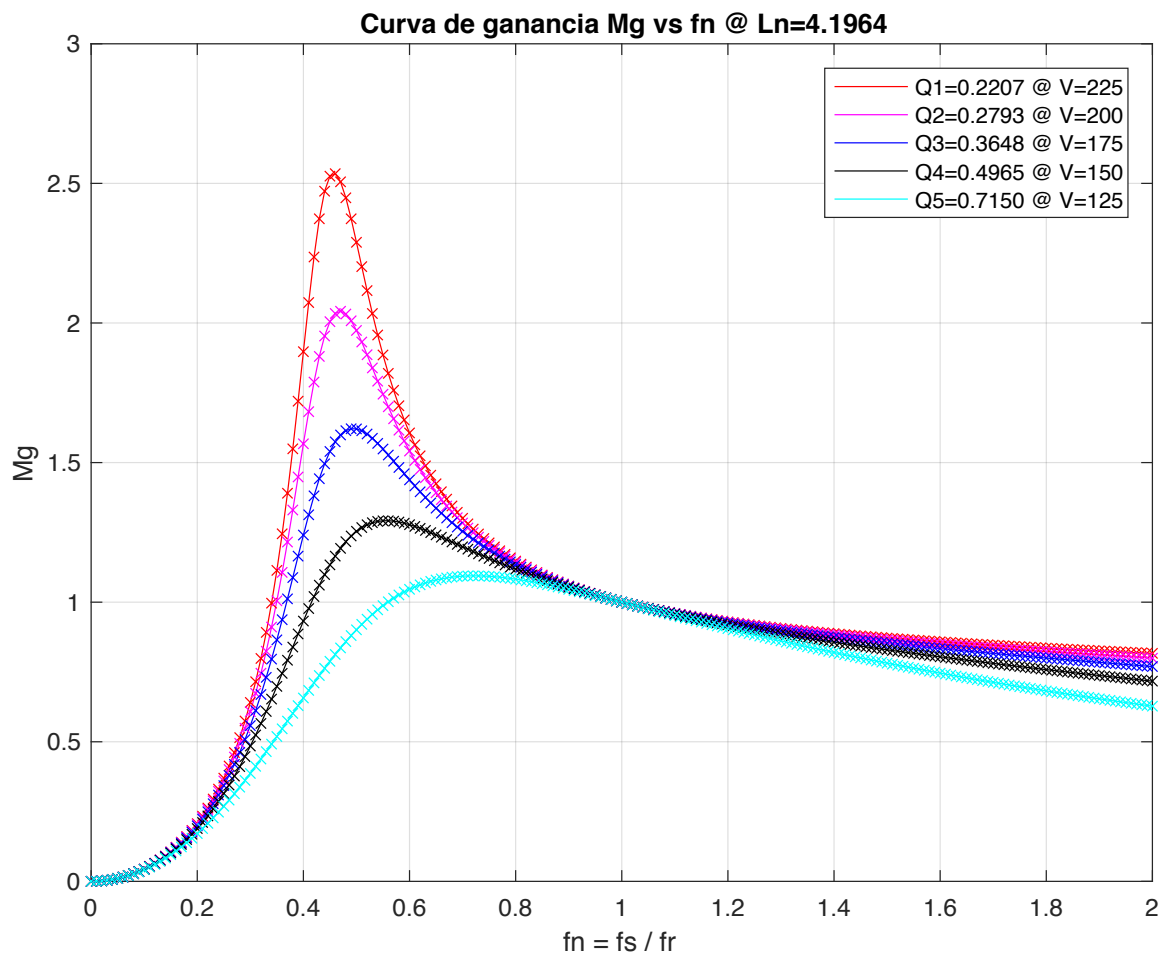


Figura 44 Curva de ganancia M_g vs f_n para factores de calidad Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 y Q_5 en función de los voltajes de salida de referencia para la batería.

Se verifica la condición de diseño de la ganancia mínima debe ser mayor que la ratio de la inductancia con la expresión (149), como se indica a continuación:

$$M_{min} > \frac{1}{1+l} \quad (147)$$

$$0.9753 > \frac{1}{1 + 0.2383} \quad (148)$$

$$0.9753 > 0.8076 \quad (149)$$

Se puede determinar la frecuencia operativa mínima que permite la ganancia de voltaje máxima requerida en el límite entre el modo inductivo y capacitivo con la siguiente expresión:

$$f_{n \min} = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{l} \left(1 - \frac{1}{M_{max}^2}\right)}} \quad (150)$$

Donde:

$$f_{n \min} = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{0.2383} \left(1 - \frac{1}{(1.8000)^2}\right)}} \quad (151)$$

$$f_{n \min} = 0.5063 \quad (152)$$

3.1.4.1 MODELO EN SIMULINK DEL CONVERTIDOR RESONANTE LCC

En la **Figura 45** se muestra el modelo en Simulink del convertidor resonante DC – DC.

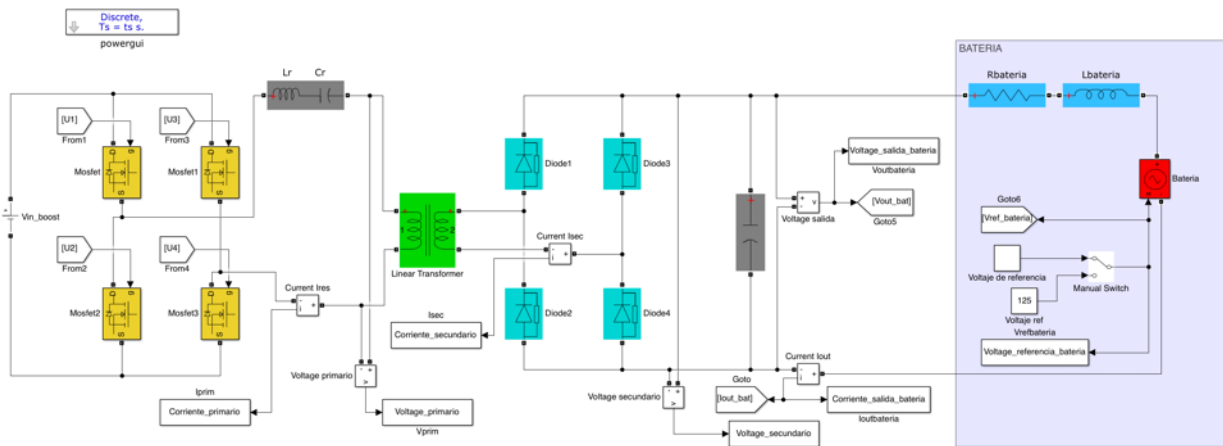


Figura 45 Modelo del Convertidor Resonante DC – DC en Simulink

Este convertidor está compuesto por cuatro interruptores Mosfet que están gobernados por el sistema de control de este convertidor. La tipología aplicada es un convertidor resonante serie *SRC*, el cual se compone de un tanque resonante constituido por un capacitor resonante C_r , una inductancia de magnetización L_m y una inductancia resonante L_r en el lado del primario y en el lado del secundario un puente rectificador de cuatro diodos, un capacitor que hará la función de filtro y finalmente a la salida la batería.

En la **Figura 46** se muestra el control aplicado para la obtención de las curvas de corriente de salida en función de la frecuencia normalizada del convertidor.

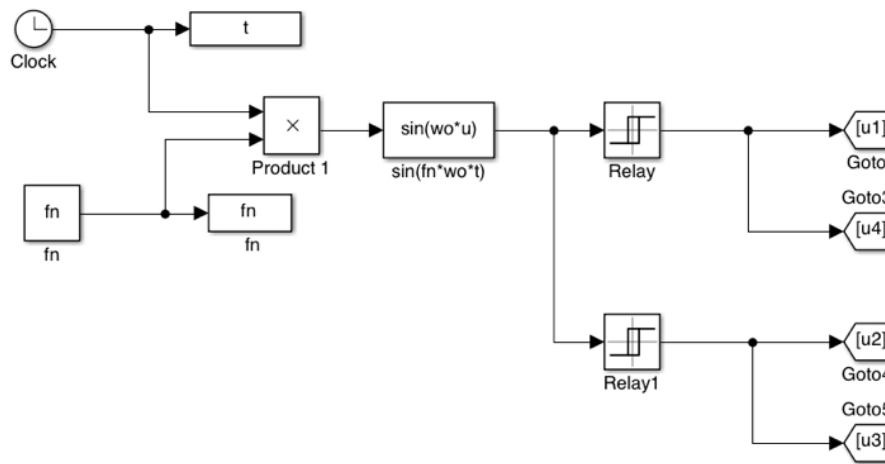


Figura 46 Control aplicado para obtención de curvas de corriente de salida I_{out} vs f_n

Realizando la simulación para varios valores de voltaje de operación que en nuestra simulación se toman como referencia 5 valores de voltaje que son $V_{1\text{ referencia}} = 125$ [V], $V_{2\text{ referencia}} = 150$ [V], $V_{3\text{ referencia}} = 175$ [V], $V_{4\text{ referencia}} = 200$ [V] y $V_{5\text{ referencia}} = 225$ [V]; se obtienen bajo varias simulaciones desde un rango de operación de frecuencia normalizada entre $0.1 \leq f_n \leq 1.3$. En la **Figura 47** se muestra la familia de curvas de corriente de salida I_{out} versus la frecuencia normalizada f_n para los distintos valores de voltaje mencionados anteriormente. En las curvas resultantes de la simulación se ha notado dos tendencias en los rangos de operación en la cual se puede notar una primera corriente máxima de salida de 4.1 [A] para una frecuencia normalizada de 0.16 y un voltaje de operación de 125 [V] y una segunda corriente que supera a la anterior con un pico de 70.38 [A] para una frecuencia normalizada de 0.775 y el mismo voltaje de operación. De igual manera sucede con las demás curvas pertenecientes a los otros voltajes de operación en la que se pueden ver sus picos iniciales de corriente a una baja frecuencia normalizada de operación en la **Figura 48**.

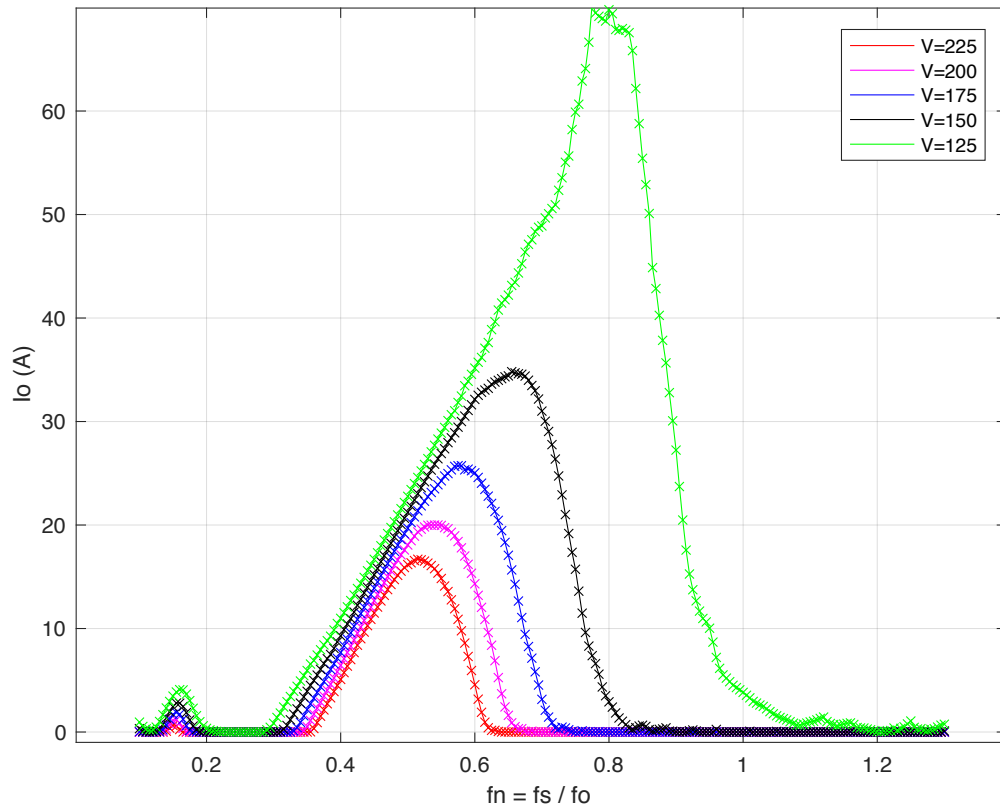


Figura 47 Curvas de corriente de salida I_{out} vs f_n para diferentes valores de V_{out}

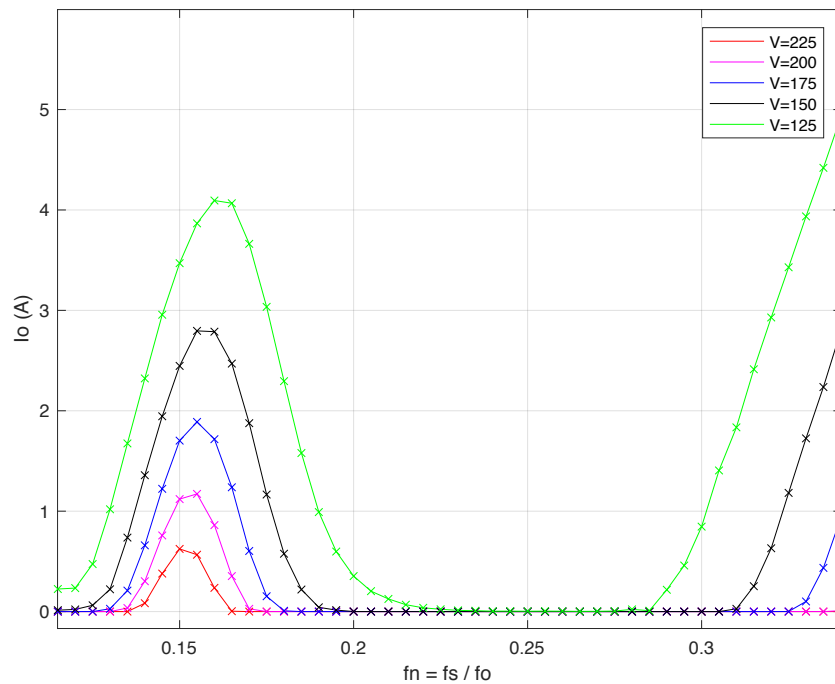


Figura 48 Zoom de curvas de corriente de salida I_{out} vs f_n para diferentes valores de V_{out} en el rango de $0.1 \leq f_n \leq 0.35$

Se debe notar que esta curva es primordial para definir la zona de operación del convertidor y, por tanto, al realizar una ampliación en la zona de corrientes de trabajo de corriente de salida de $0 \leq I_{out\ battery} \leq 16$ [A]; se notará las pendientes negativas en la zona deseable de trabajo en la **Figura 50** en la cual se tendrá que una mayor frecuencia de trabajo, mayor será la frecuencia normalizada y por tanto menor será la corriente de salida.

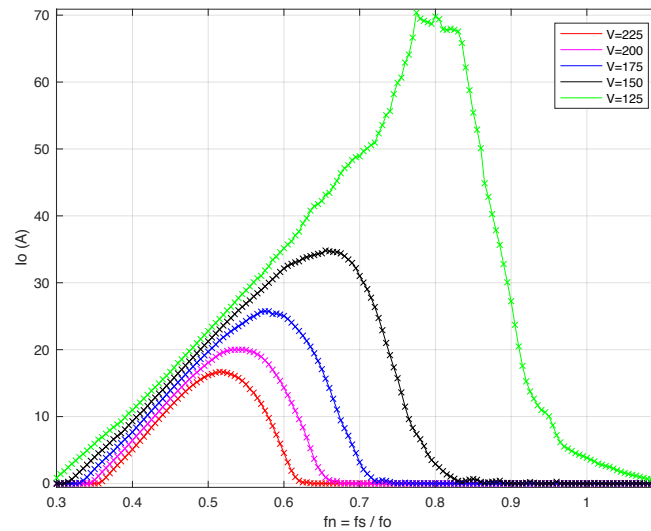


Figura 49 Zoom de curvas de corriente de salida I_{out} vs f_n para diferentes valores de V_{out} en el rango de $0.3 \leq f_n \leq 1.1$

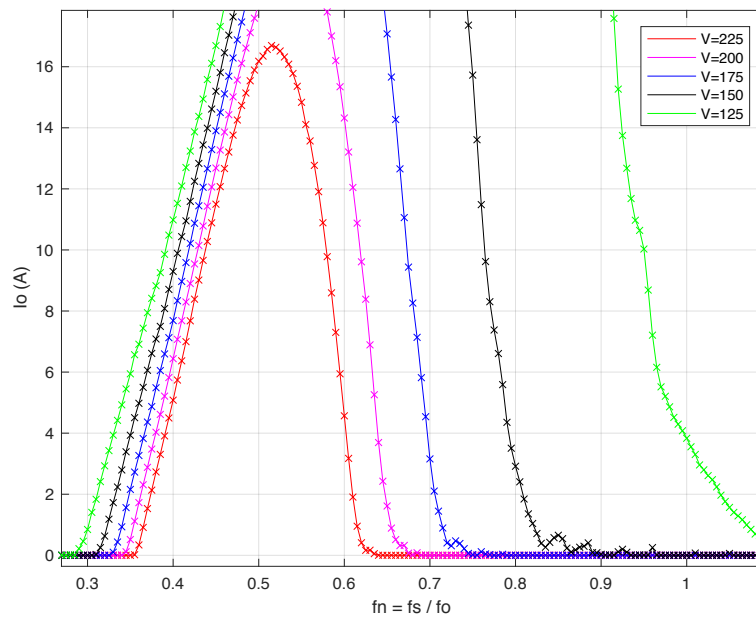


Figura 50 Zoom de curvas de corriente de salida I_{out} vs f_n para diferentes valores de V_{out} en el rango de $0.3 \leq f_n \leq 1.1$ y rango de corriente de salida $0 \leq I_{out} \leq 17$ [A]

El control aplicado al convertidor resonante DC – DC se muestra en la **Figura 51** el cual está basado en el control anteriormente mencionado con las ecuaciones (54) – (58). Para este caso se ha tomado como referencia un ajuste de control PI, con los valores de la ganancia proporcional $k_p = 0$ y una ganancia proporcional $k_i = -10$ y variando los valores del saturador para restringir la zona de trabajo de la frecuencia normalizada que se indican en la **Figura 52**.

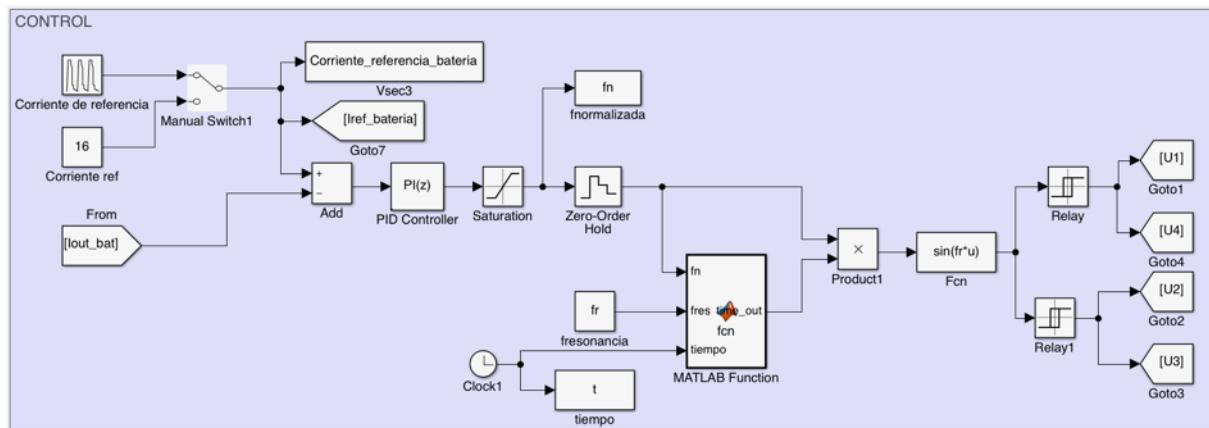


Figura 51 Control aplicado al convertidor resonante DC – DC

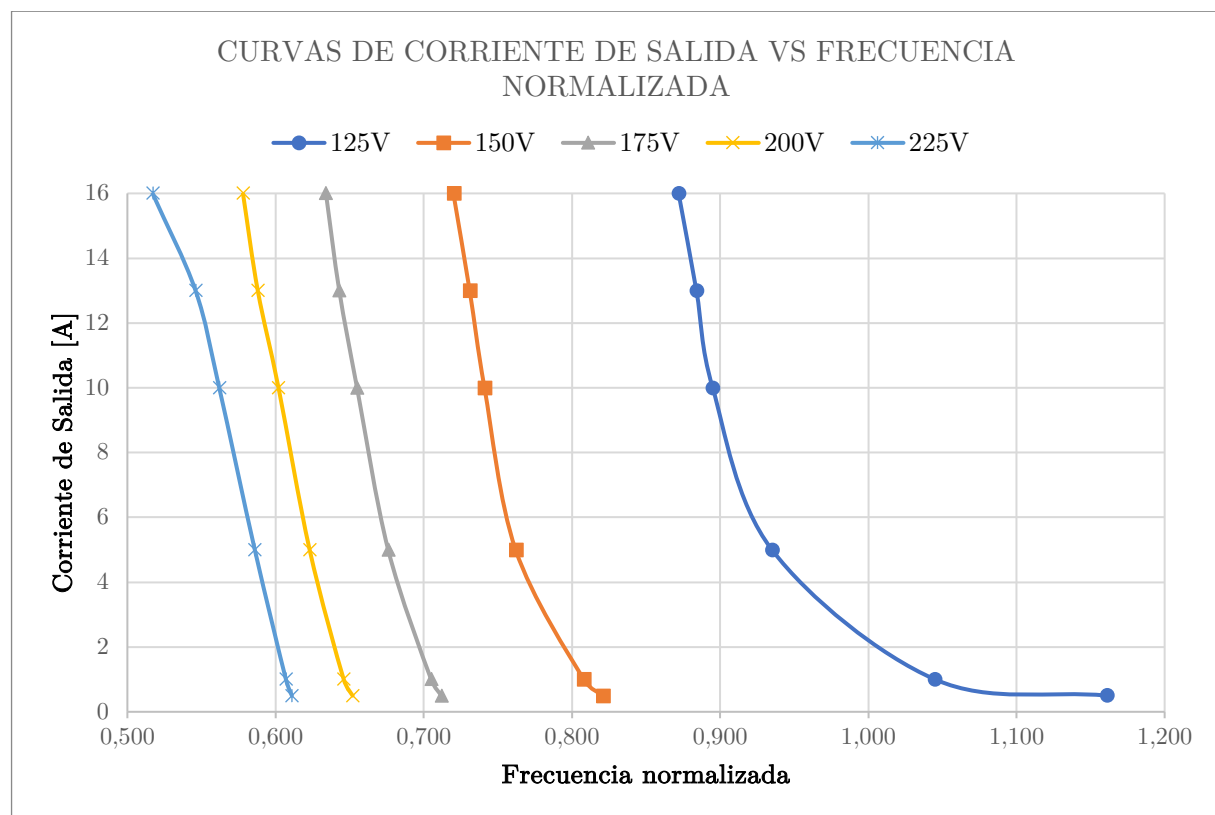


Figura 52 Curvas de trabajo del convertidor I_{out} vs f_n en el rango de operación del convertidor

Dentro del control se debe aplicar una variable de memoria que vaya reiniciando el valor de la fase (*phase*) cada vez que este sea mayor a 2π . Una solución para esto se realiza mediante la aplicación de una función de MATLAB, el cual deberemos ir guardando en la memoria un valor del tiempo declarándolo al inicio como una variable de tipo persistente. El código implementado en el control se muestra a continuación:

```
function time_out = fcn(fn,fres,tiempo)
persistent time time_var;
if isempty(time);
    time=0;
    time_var=0;
    time_out=0;
end;
time=time+tiempo-time_var;
phase=fn*fres*time;
if phase > (2*pi)
    time=(phase-2*pi)/(fres*fn);
end;
time_out=time;
time_var=tiempo;
```

3.2 MODELADO DE LA BATERÍA

En la **Figura 53** se muestra el modelo de la batería el cual se compone de una resistencia de la batería $R_{bateria} = 0.1 \text{ } [\Omega]$, una inductancia de la batería $L_{bateria} = 1 \times 10^{-6} \text{ } [H]$ y una fuente controlada que determinará el perfil de curva de carga de la batería que se muestra en la **Figura 54**, donde se muestra la curva típica de precarga, carga a corriente constante y posteriormente carga a voltaje constante.

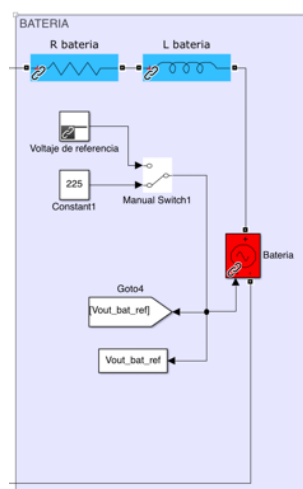


Figura 53 Modelado de la batería en Simulink

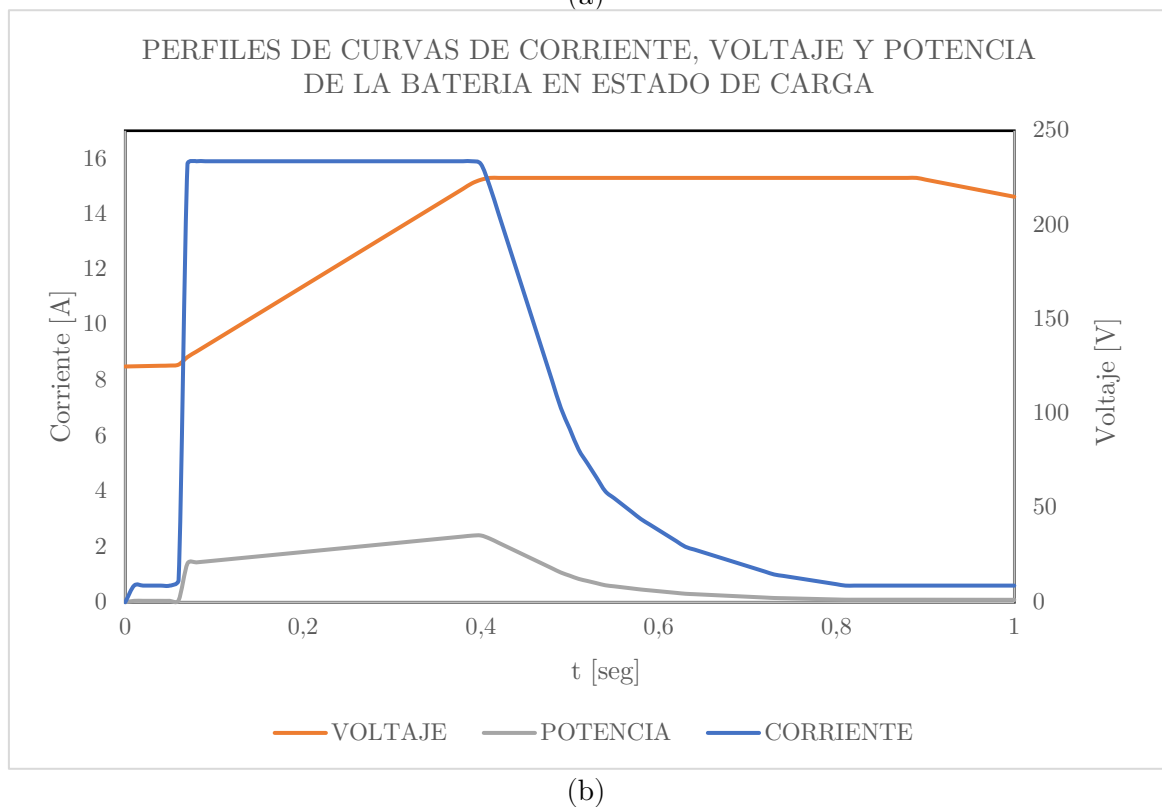
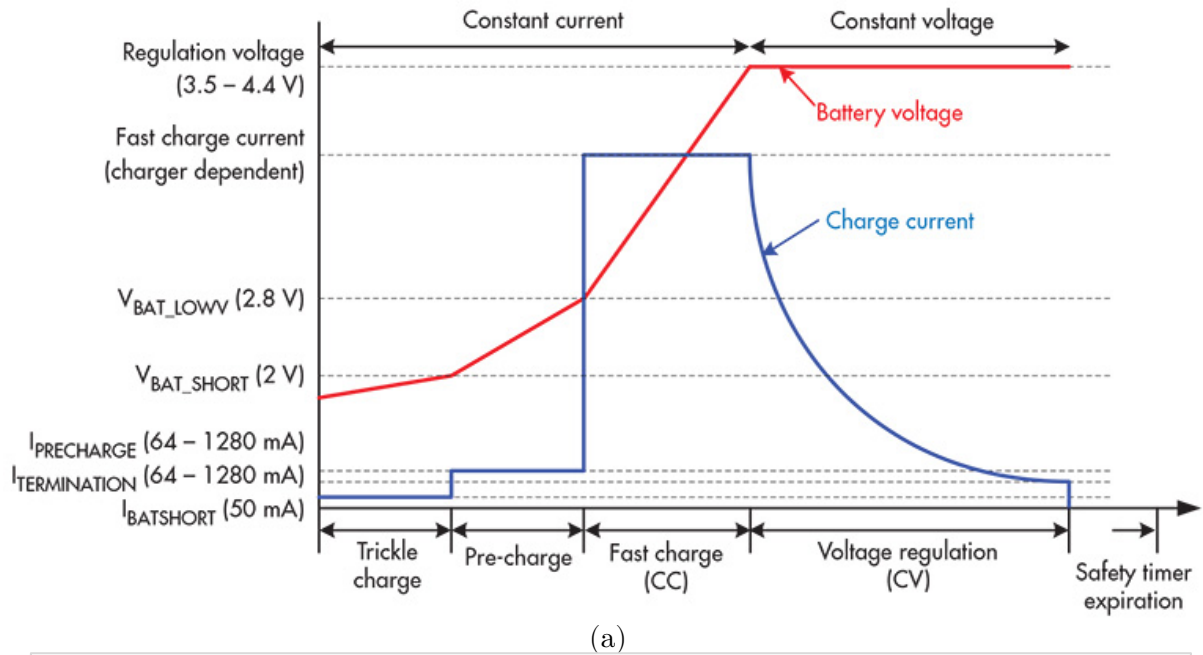


Figura 54 (a) Perfil de carga de una batería basado en una etapa de precarga, carga a corriente constante y carga a voltaje constante; (b)Perfiles de curvas de Corriente de batería $I_{ref\ battery}$, Voltaje de batería $V_{ref\ battery}$ y Potencia de batería $P_{ref\ battery}$ de referencia en estado de carga.

Capítulo 4

Análisis de resultados

En el presente capítulo se realizará el análisis de las simulaciones del rectificador con factor de potencia unitario, el convertidor resonantes DC – DC y finalmente el sistema completo de los dos convertidores que comprende el cargador de baterías para EVs.

4.1 RESPUESTA DEL RECTIFICADOR AC – DC CON FACTOR DE POTENCIA UNITARIO

En la **Figura 55** se muestra la corriente y voltaje de entrada, los cuales están en fase cumpliendo con el objetivo de obtener un factor de potencia unitario y en la **Figura 56** se muestra un zoom de estas formas de onda.

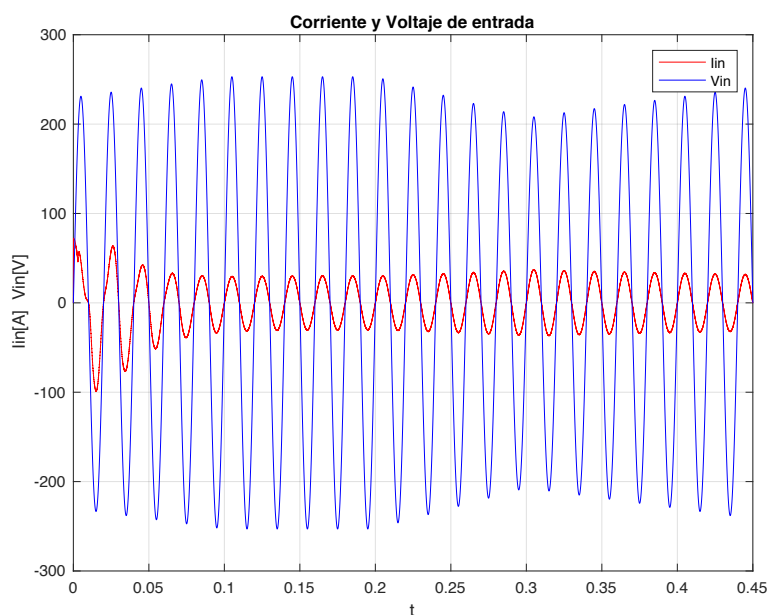


Figura 55 Corriente y Voltaje de entrada del Rectificador Boost PFC en fase

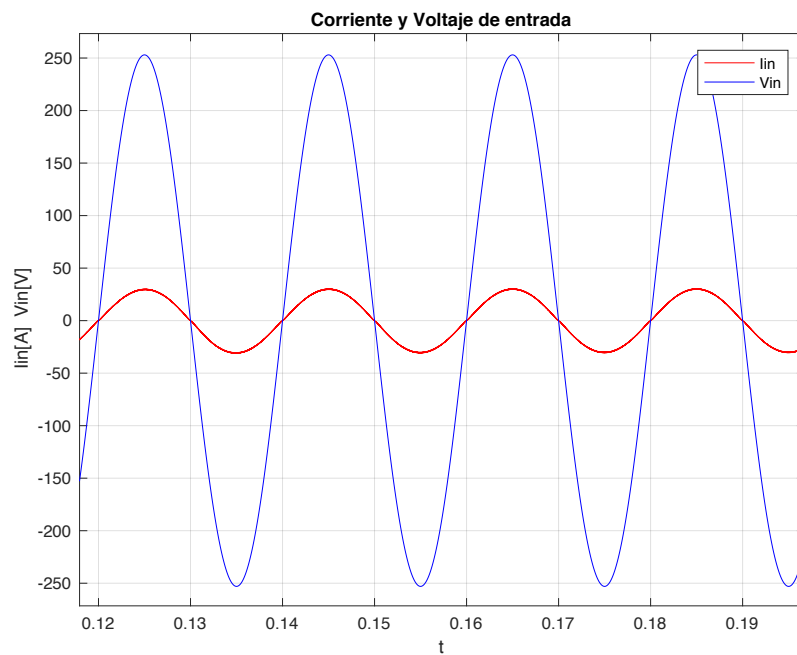


Figura 56 Zoom de la Corriente y Voltaje de entrada del Rectificador Boost PFC en fase

A continuación, en la **Figura 57** se muestra la curva de potencia de entrada que en el arranque del sistema presenta un pico que posteriormente se estabiliza en una media de 3600 [W].

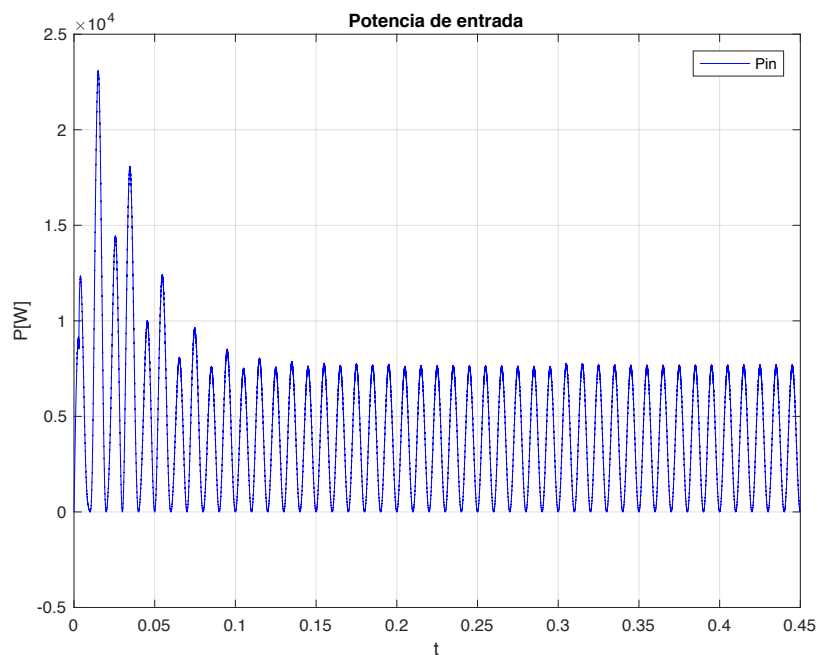


Figura 57 Potencia de entrada del Rectificador Boost PFC

En la **Figura 58** se muestra la corriente que circula a través del inductor del convertidor, que presenta picos en el arranque y posteriormente oscila con una corriente rectificada entre 30 [A] y que se eleva cuando se tiene una caída de tensión en el intervalo de $0.2 \leq t \leq 0.45$ [s] para compensar esta.

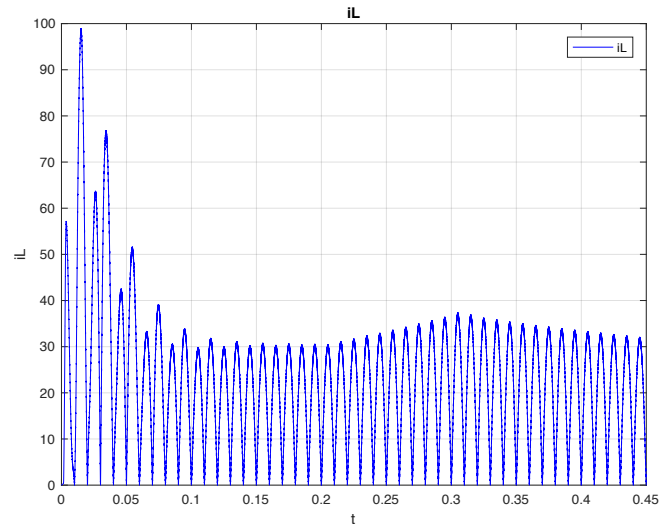


Figura 58 Corriente del inductor a la salida del puente rectificador del rectificador Boost PFC

En la **Figura 59** se muestra dicha caída tensión en el voltaje rectificado una vez que ha pasado por el puente rectificador de diodos, que presenta una caída entre $204 \leq V_{rectificado} \leq 250$ [V] en el mismo intervalo mencionado anteriormente, y un zoom a este voltaje en la Figura 60 que se presenta la forma de onda deseada después del paso por el puente de diodos con valores positivos.

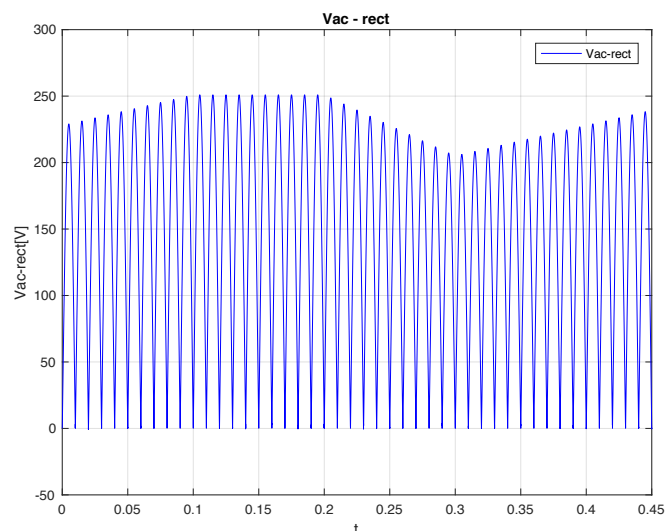


Figura 59 Voltaje de salida rectificado después del puente de diodos del convertidor Boost PFC

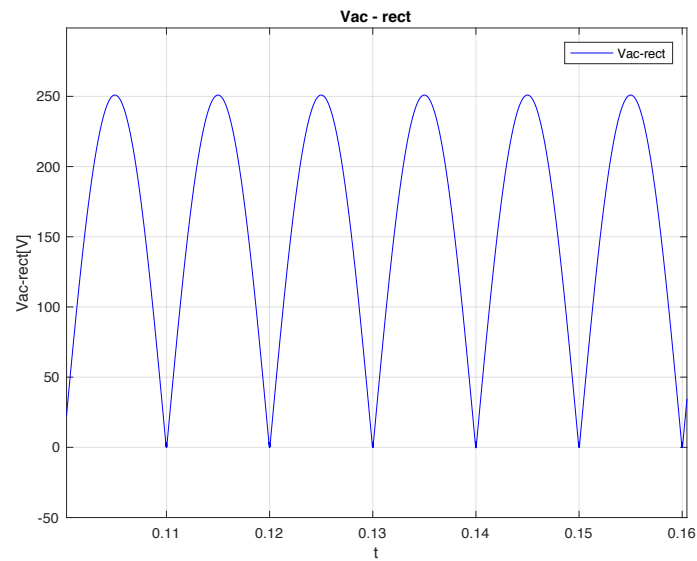


Figura 60 Zoom del voltaje de salida rectificado después del puente de diodos del convertidor Boost PFC

En la **Figura 61** se presenta el voltaje de salida deseado del convertidor que presenta una oscilación entre $791.6 \leq V_{out\ Boost} \leq 806.2$ [V] con un voltaje de salida del rectificador Boost promedio de $V_{out\ Boost} = 798.9$ [V]. El tiempo para llegar a estabilizarse en este valor toma alrededor del $t = 0.1$ [s], tiempo que se tomará como referencia para el segundo convertidor que necesitará la tensión de entrada estabilizada.

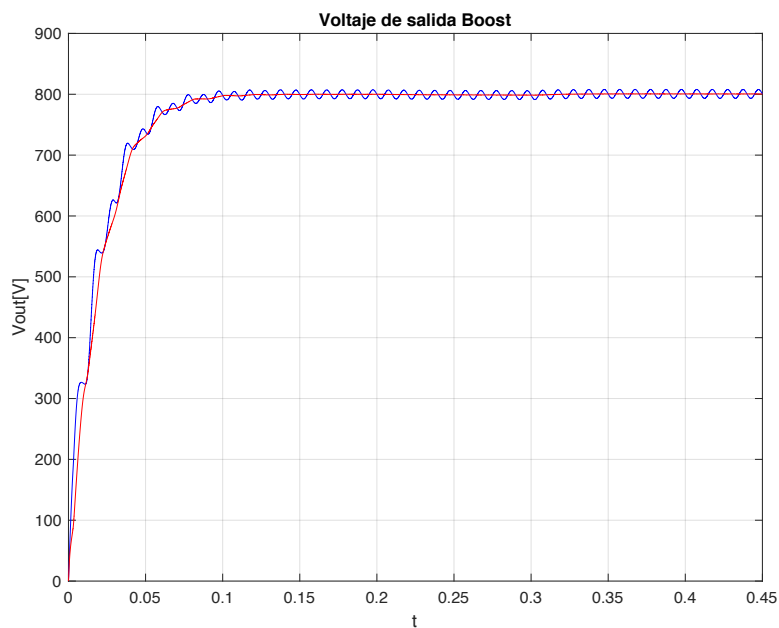


Figura 61 Voltaje de salida del rectificador Boost PFC

En la **Figura 62** se presenta la corriente de salida rectificada del convertidor que presenta una ligera oscilación entre $4.40 \leq I_{out\ Boost} \leq 4.49$ [A] con una corriente de salida del rectificador Boost promedio de $I_{out\ Boost} = 4.45$ [A].

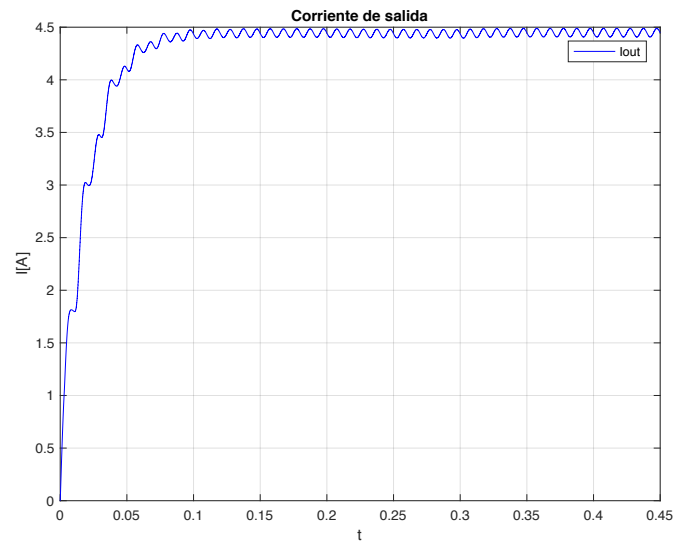


Figura 62 Corriente de salida del rectificador Boost PFC

Finalmente, en la **Figura 63** se presenta la potencia de salida rectificada del convertidor que de igual manera al voltaje y la corriente, presenta una ligera oscilación entre $3528 \leq P_{out\ Boost} \leq 3594$ [W] con una potencia de salida del rectificador Boost promedio de $P_{out\ Boost} = 3561$ [W].

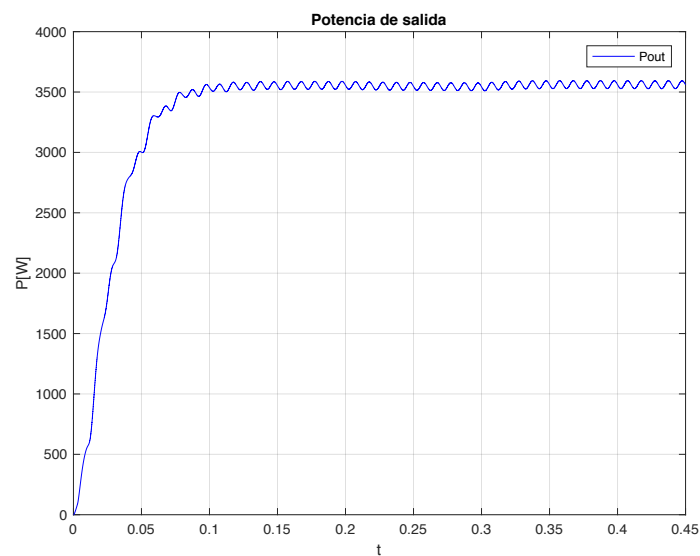
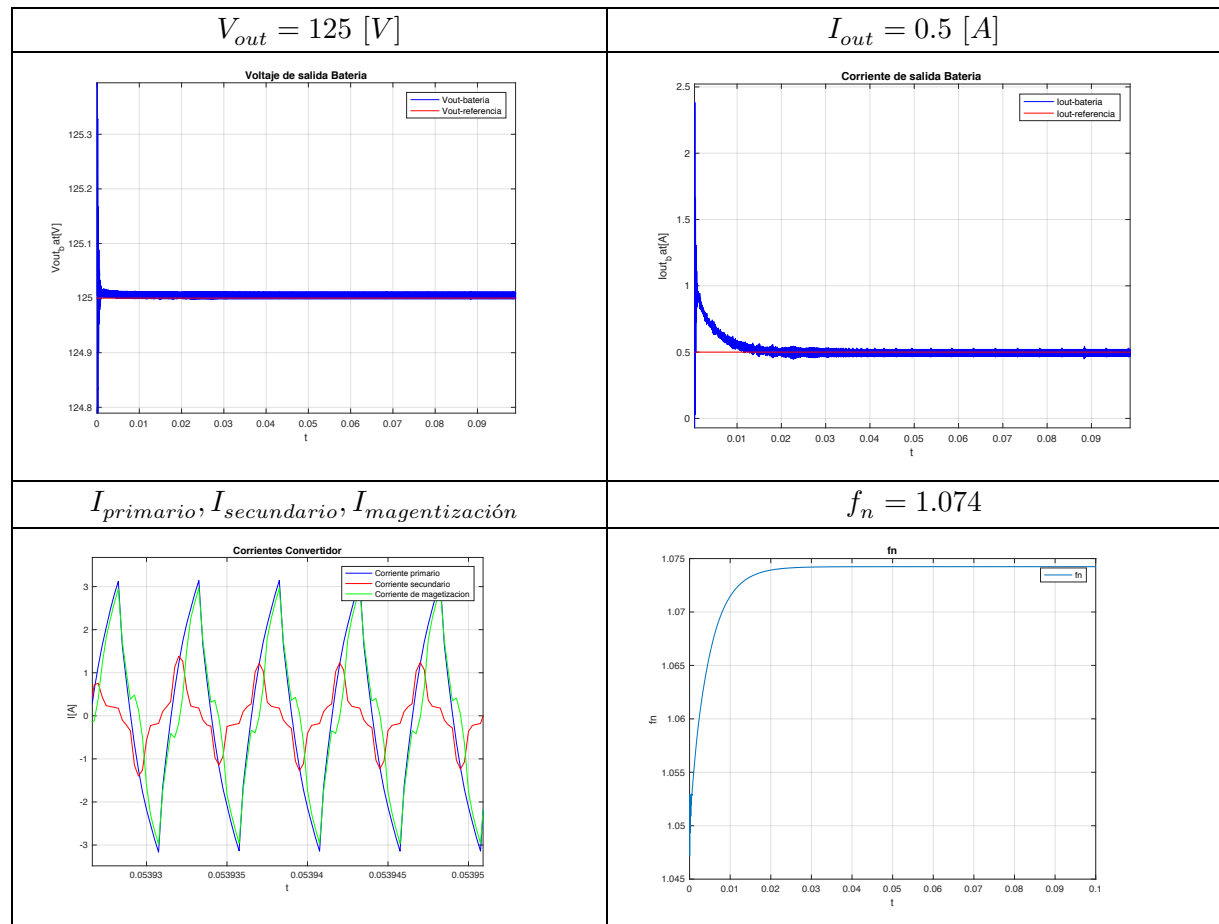


Figura 63 Potencia de salida del rectificador Boost PFC

4.2 RESPUESTA DEL CONVERTIDOR RESONANTE DC – DC DE ALTA FRECUENCIA

En la segunda etapa del cargador de baterías, se tiene el convertidor resonante DC – DC, en el cual se han realizado varias simulaciones para los distintos valores de corriente y voltaje de referencia que vendrán gobernados por la curva de carga de la batería. A continuación, se muestra las simulaciones para los diferentes voltajes y corrientes de referencia.

Tabla 4 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 125 [V]$ e $I_{out} = 0.5 [A]$

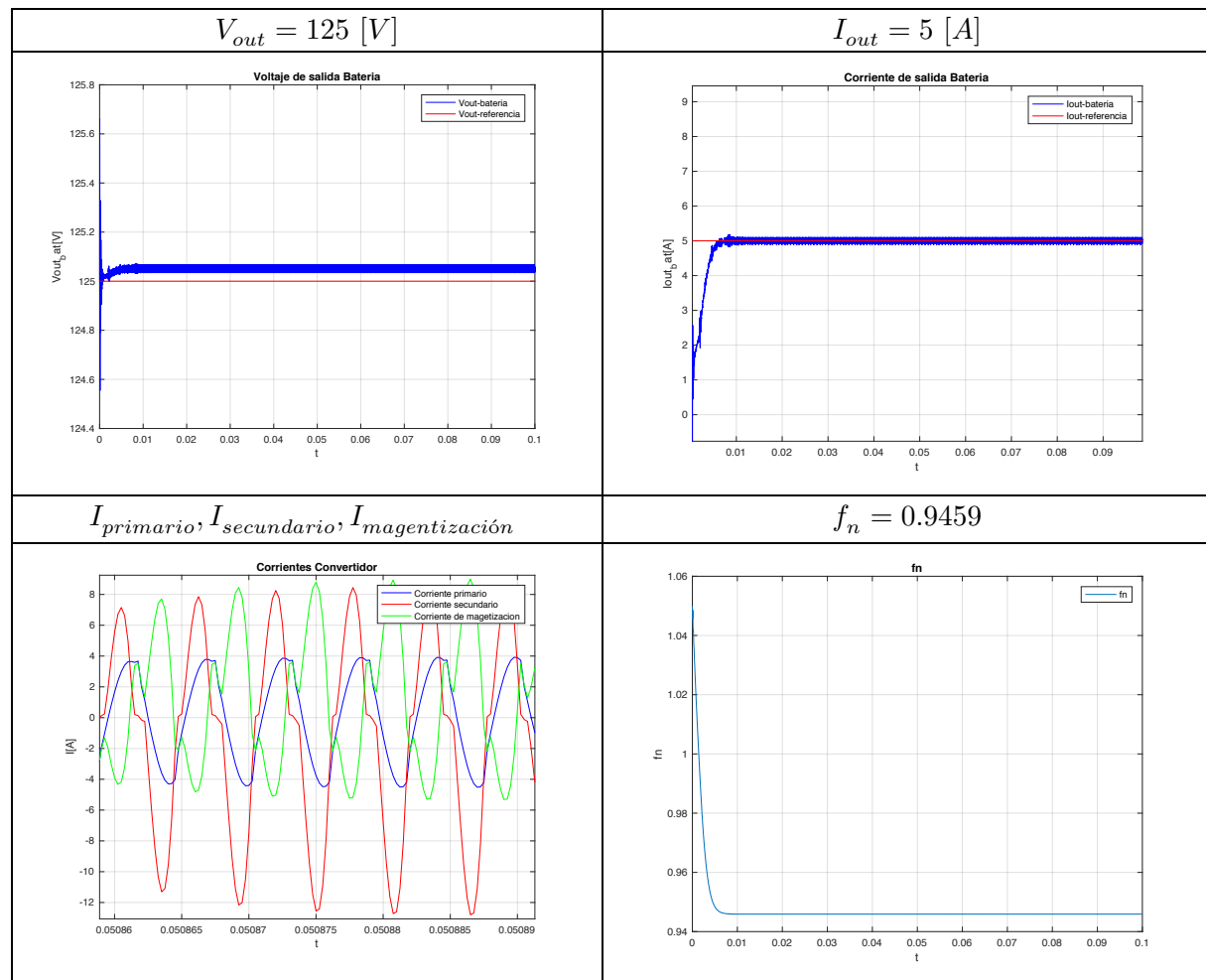


En esta primera tabla, se presenta claramente el seguimiento que se tiene al voltaje de salida V_{out} y a la corriente de salida I_{out} , tal como marcan sus curvas de referencia, el cual va variando su frecuencia normalizada hasta llegar a estabilizarse al seguir a las curvas anteriormente descritas. También se puede visualizar las corrientes presentes en el primario $I_{primario}$, en el secundario $I_{secundario}$ y la corriente de magnetización $I_{magnetización}$ que

representa la diferencia de estas dos últimas y que para una corriente baja de referencia presenta una $I_{secundario}$ que es menor que $I_{primario}$ y muy similar a esta última $I_{magnetización}$.

En la **Tabla 5** se presenta un aumento en la corriente de referencia, en la cual se ajusta automáticamente la frecuencia normalizada f_n para seguir la corriente y se nota un incremento en $I_{secundario}$ que es mayor que $I_{primario}$ y la corriente $I_{magnetización}$ que se asemeja a la corriente en el secundario.

Tabla 5 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 125$ [V] e $I_{out} = 5$ [A]



En la **Tabla 6** se presenta un aumento en la corriente de referencia a 10 [A], en la cual baja ligeramente la frecuencia normalizada f_n para seguir la corriente y se nota un incremento aún mayor en $I_{secundario}$ que es mayor que $I_{primario}$ y la corriente $I_{magnetización}$ que está en un rango intermedio entre las dos corrientes anteriores.

Tabla 6 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 125$ [V] e $I_{out} = 10$ [A]

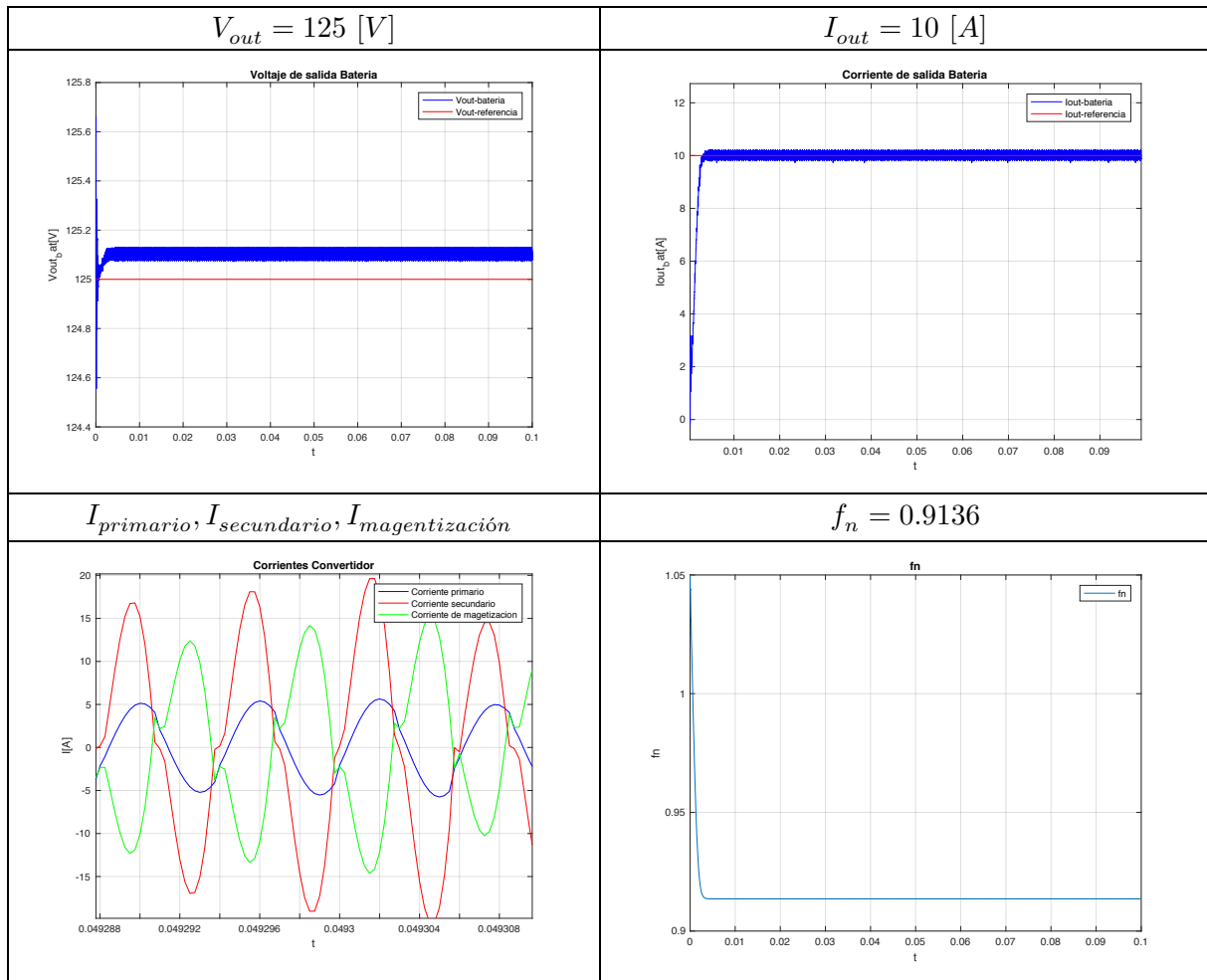
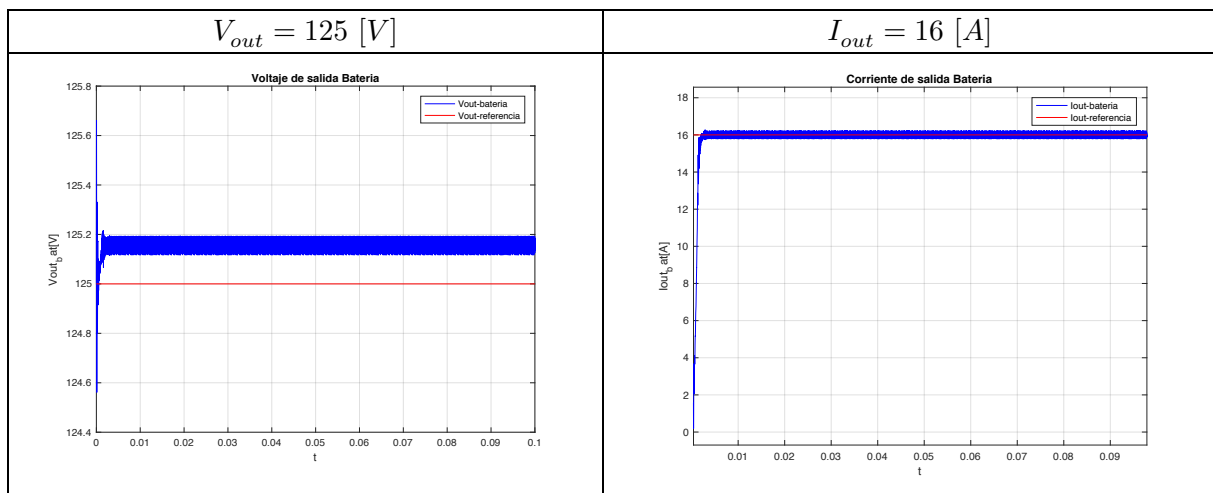
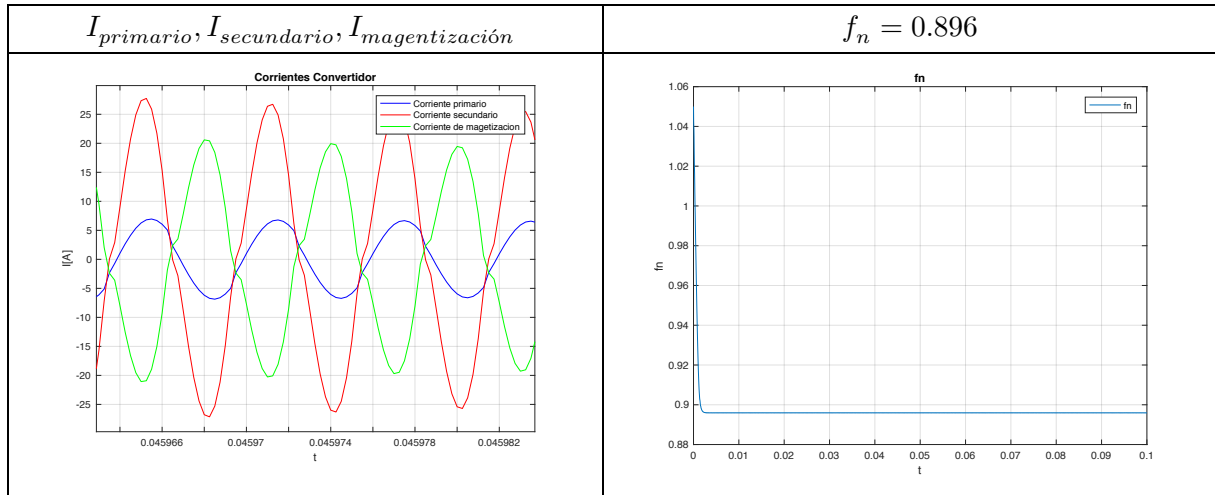


Tabla 7 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 125$ [V] e $I_{out} = 16$ [A]

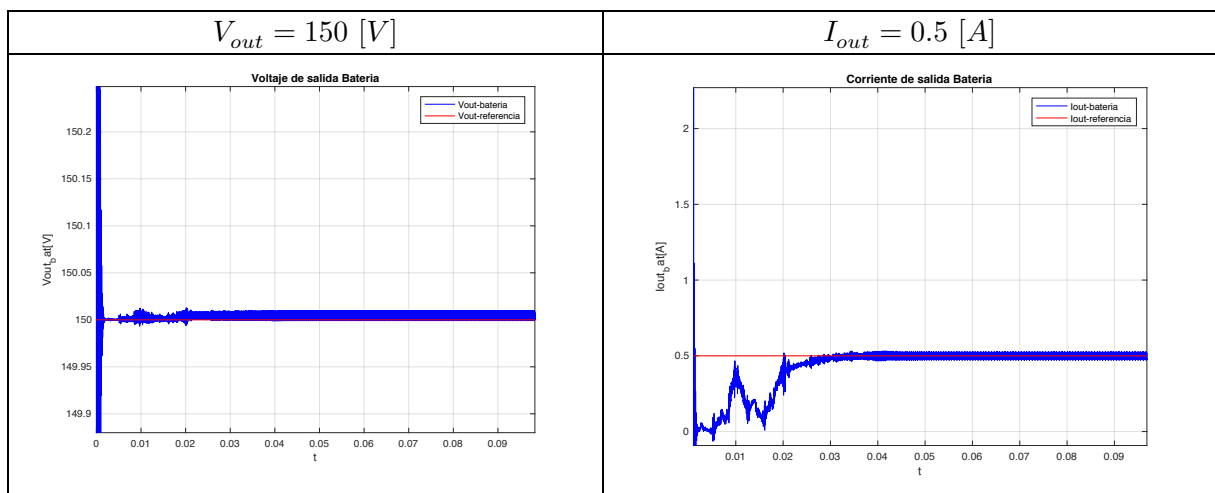




Finalmente, en la **Tabla 7** se muestra un descenso aún mayor en la frecuencia normalizada f_n para seguir la corriente de 16 [A] y se nota un incremento aún mayor en $I_{secundario}$ que es mayor que $I_{primario}$ y la corriente $I_{magnetización}$ que está en un rango intermedio entre las dos corrientes anteriores en comparación a las anteriores.

A continuación, se presentan los resultados de las simulaciones en las Tablas (8) – (23) para los demás voltajes de referencia $V_{out\ referencia} = 150, 175, 200$ y 225 [V] y sus respectivas corrientes de referencia $I_{out\ referencia} = 0.5, 5, 10$ y 16 [A], en los cuales se cumplen en todos los casos el objetivo del control de seguir una corriente y un voltaje de referencia variando la frecuencia normalizada.

Tabla 8 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 150$ [V] e $I_{out} = 0.5$ [A]



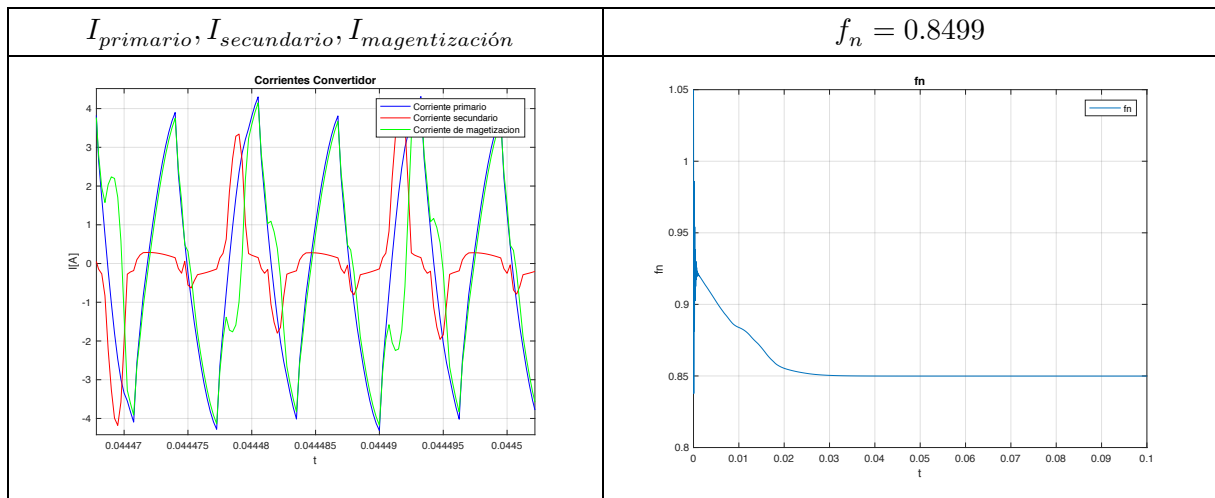


Tabla 9 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 150 [V]$ e $I_{out} = 5 [A]$

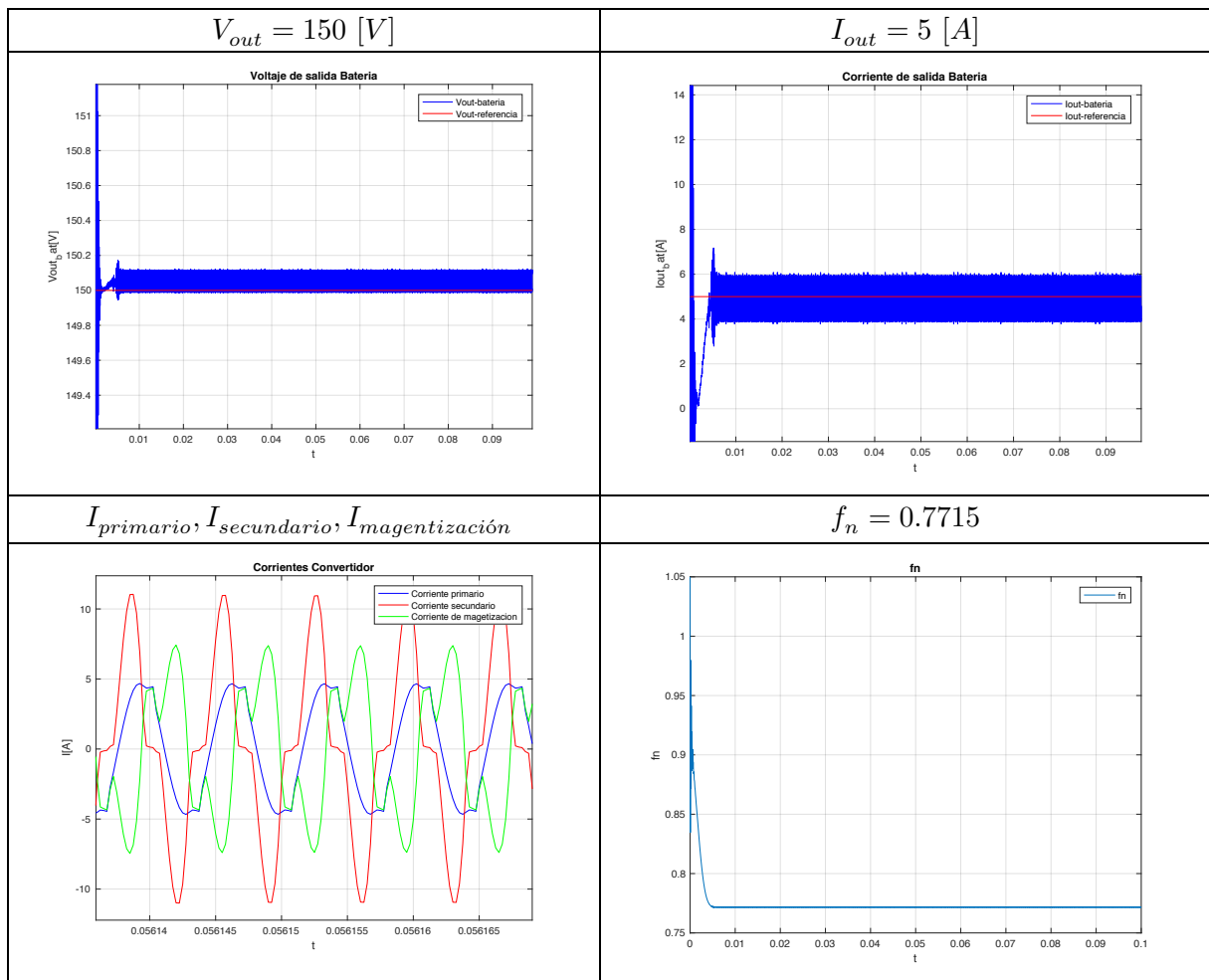


Tabla 10 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 150$ [V] e $I_{out} = 10$ [A]

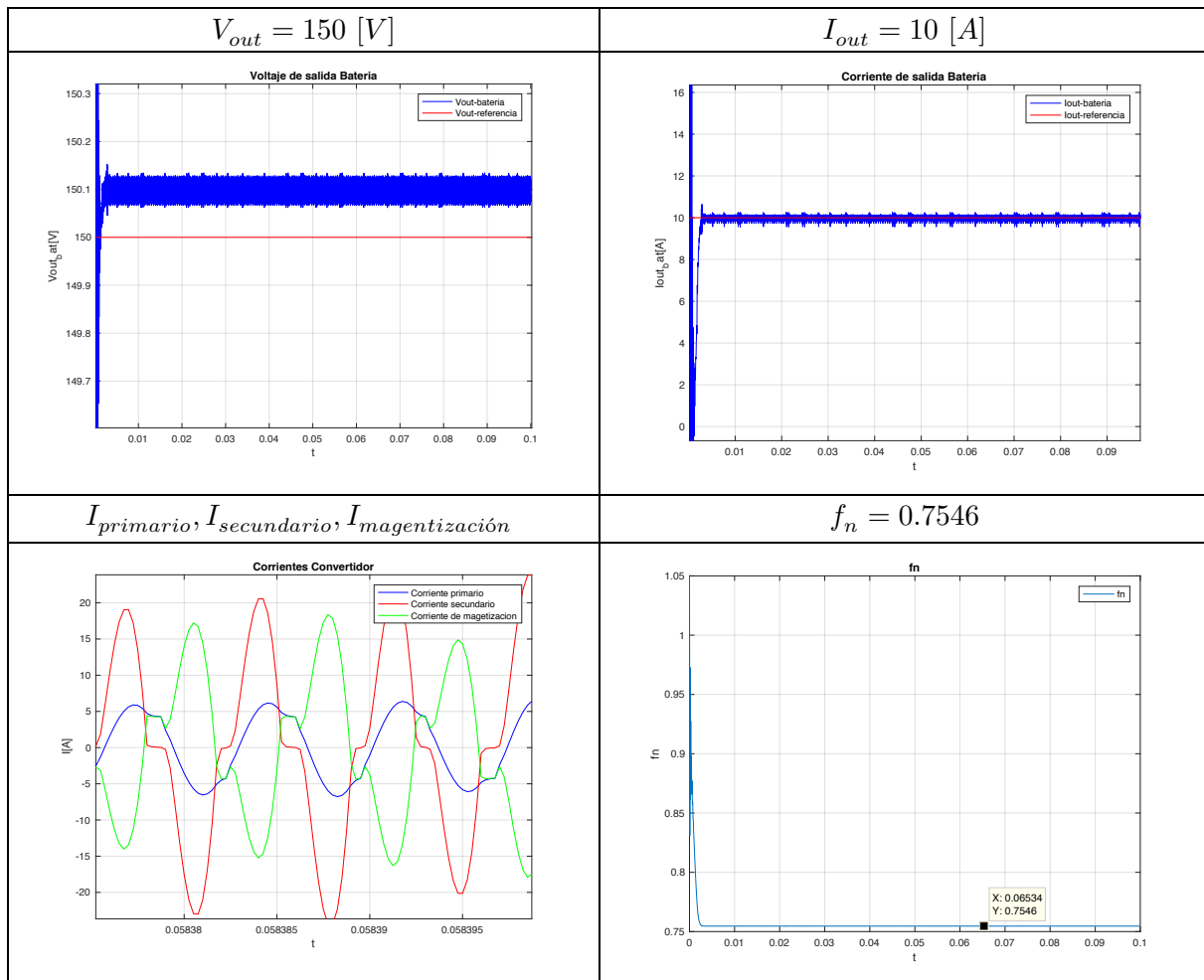
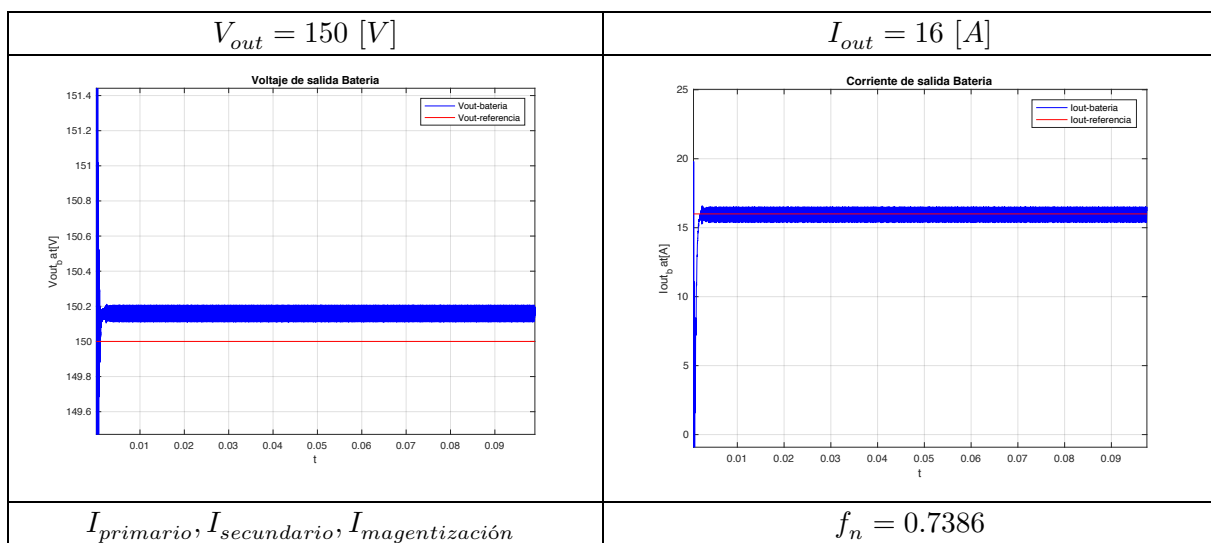


Tabla 11 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 150$ [V] e $I_{out} = 16$ [A]



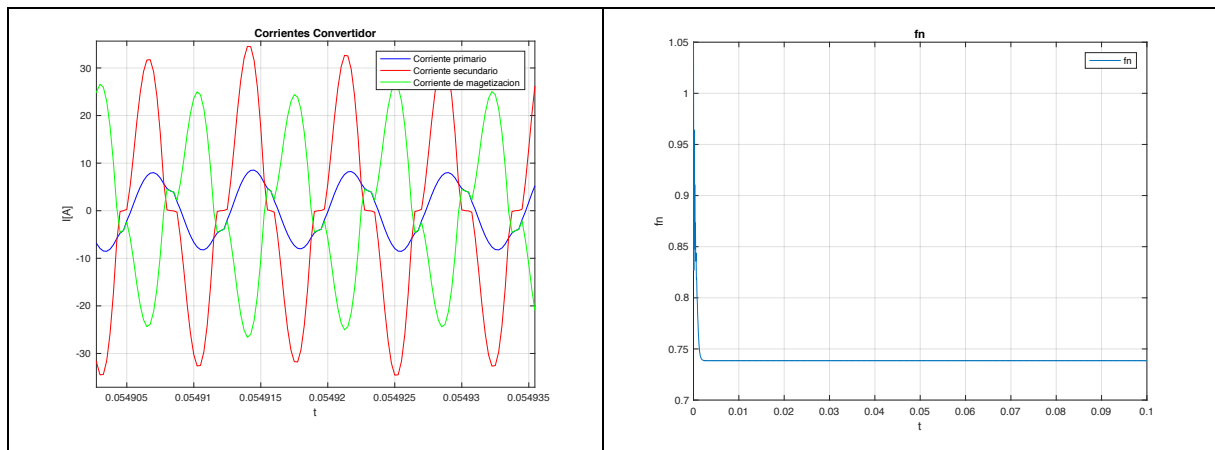


Tabla 12 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 175$ [V] e $I_{out} = 0.5$ [A]

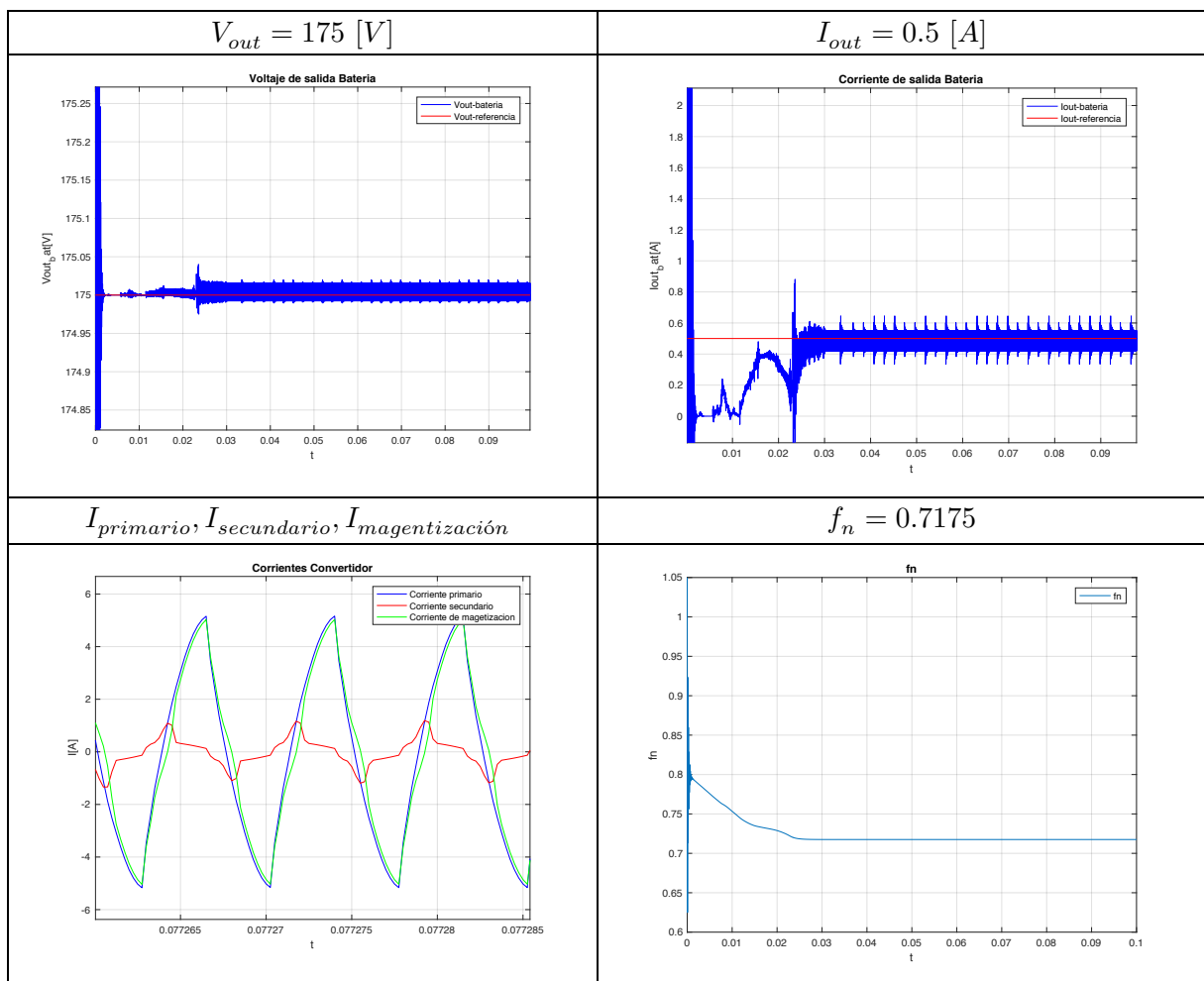


Tabla 13 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 175$ [V] e $I_{out} = 5$ [A]

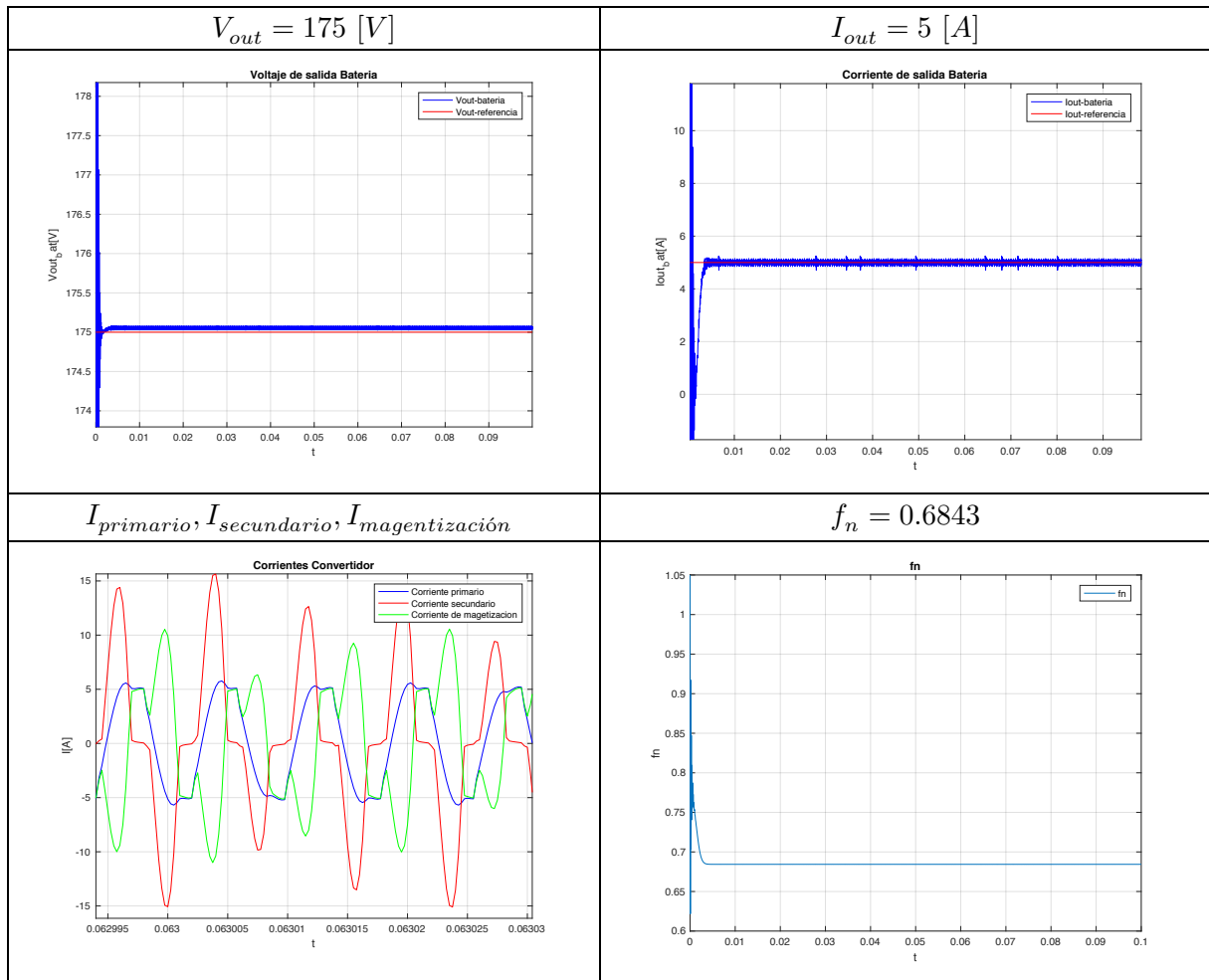
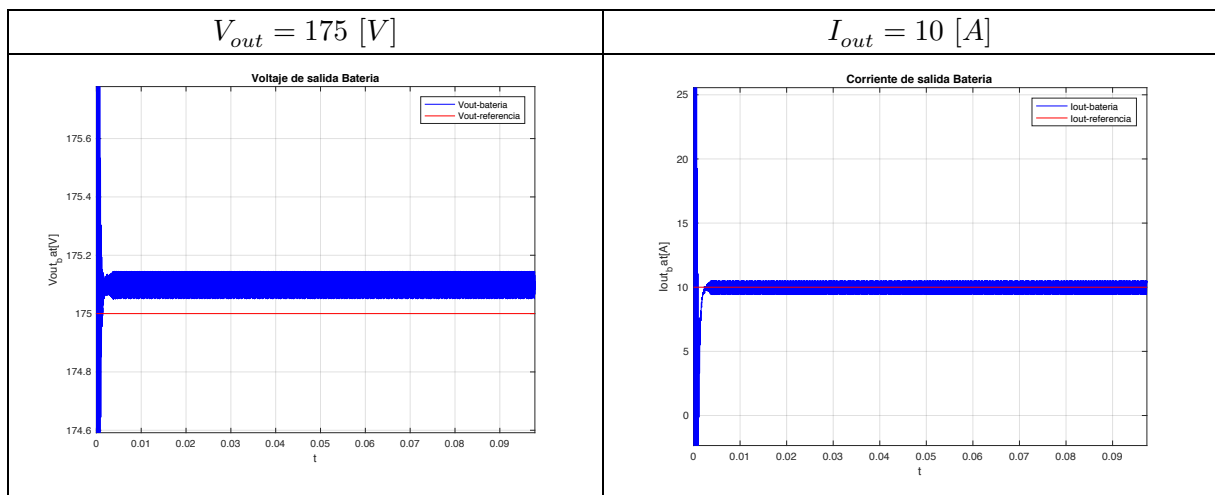


Tabla 14 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 175$ [V] e $I_{out} = 10$ [A]



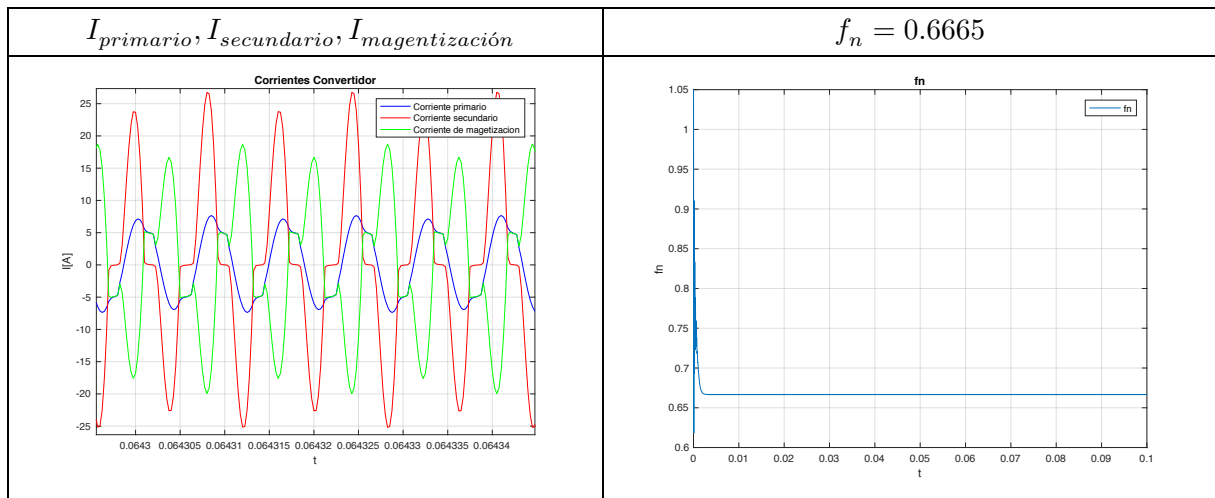


Tabla 15 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 175$ [V] e $I_{out} = 16$ [A]

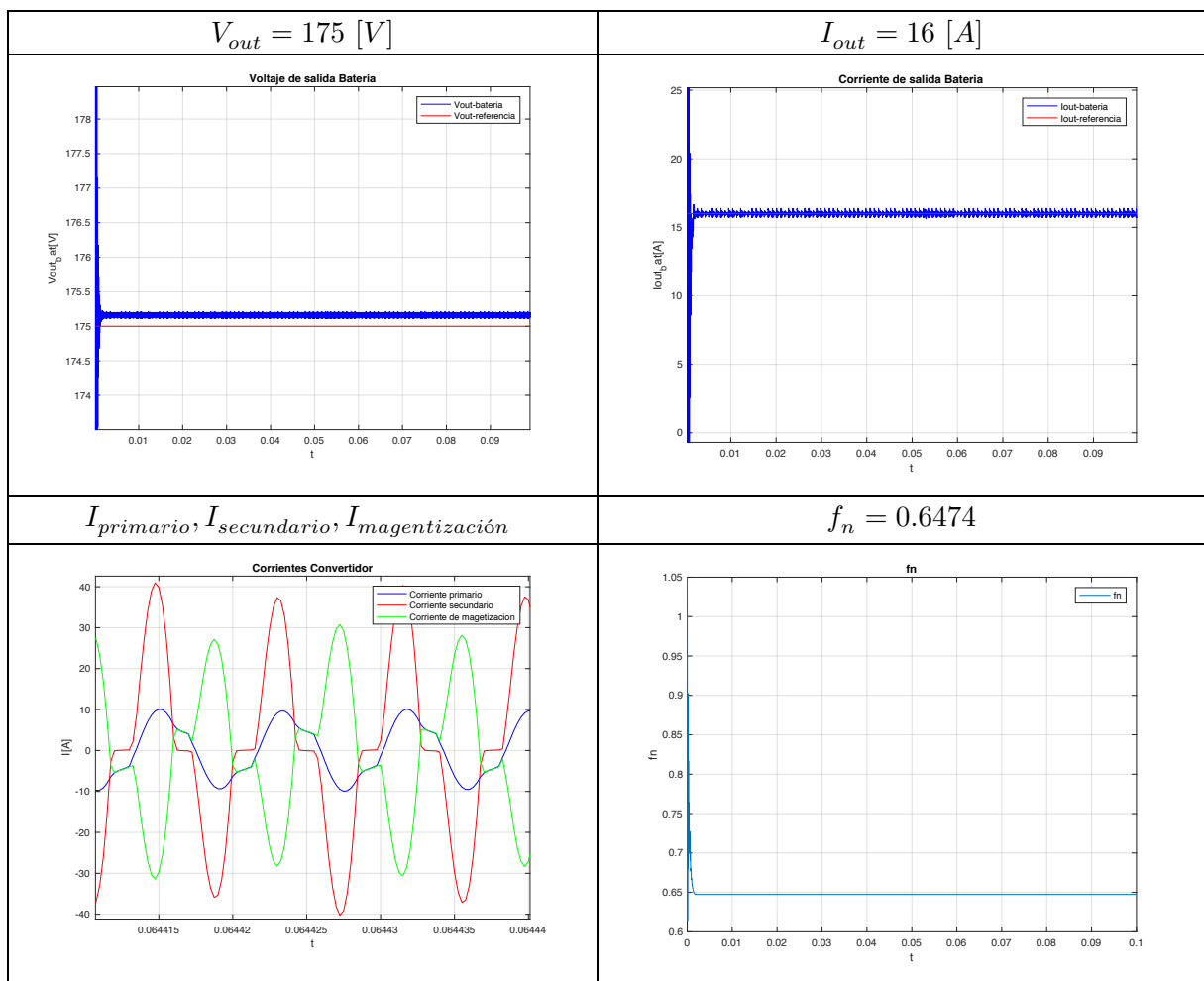


Tabla 16 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 200$ [V] e $I_{out} = 0.5$ [A]

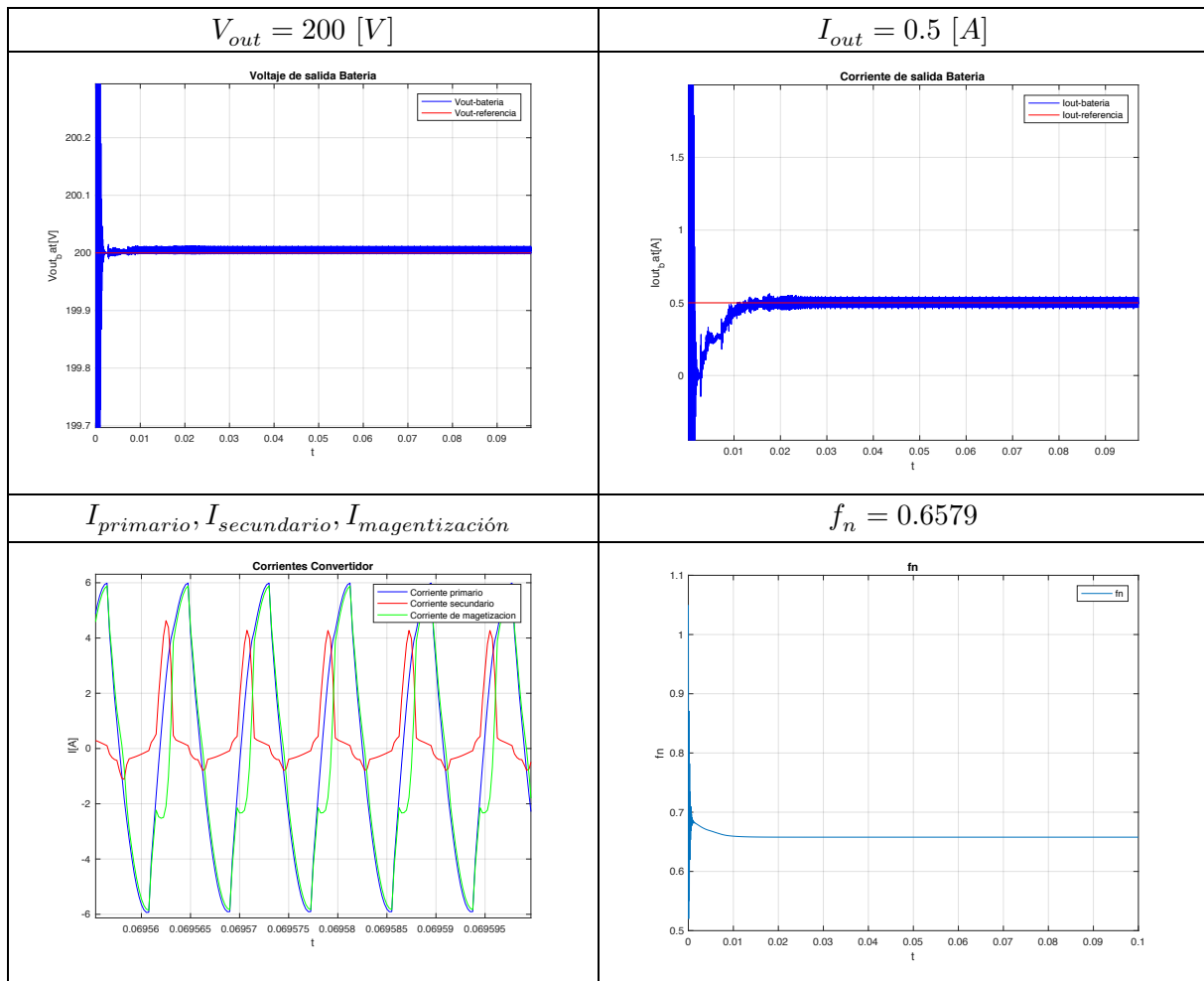
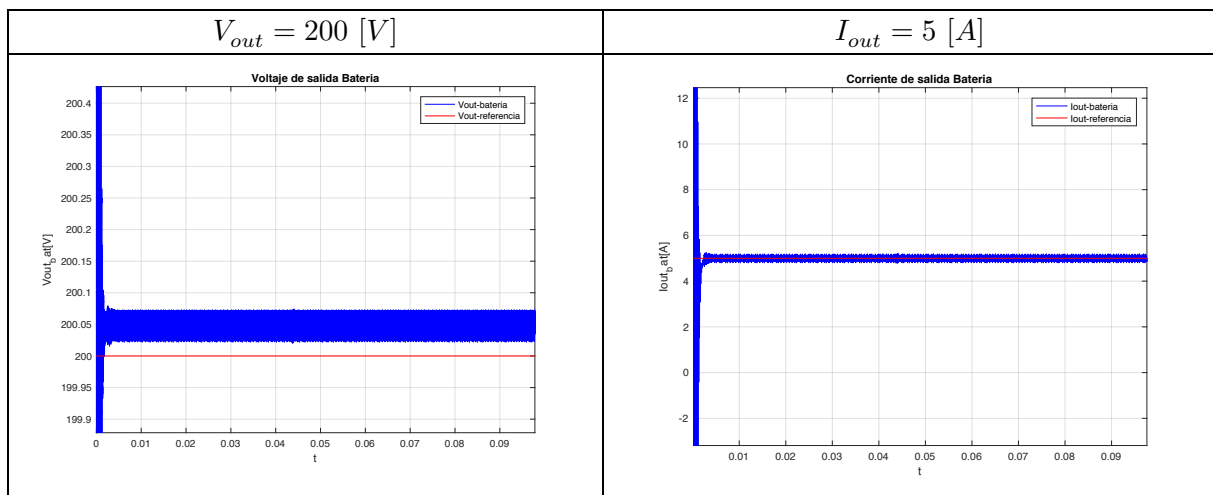


Tabla 17 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 200$ [V] e $I_{out} = 5$ [A]



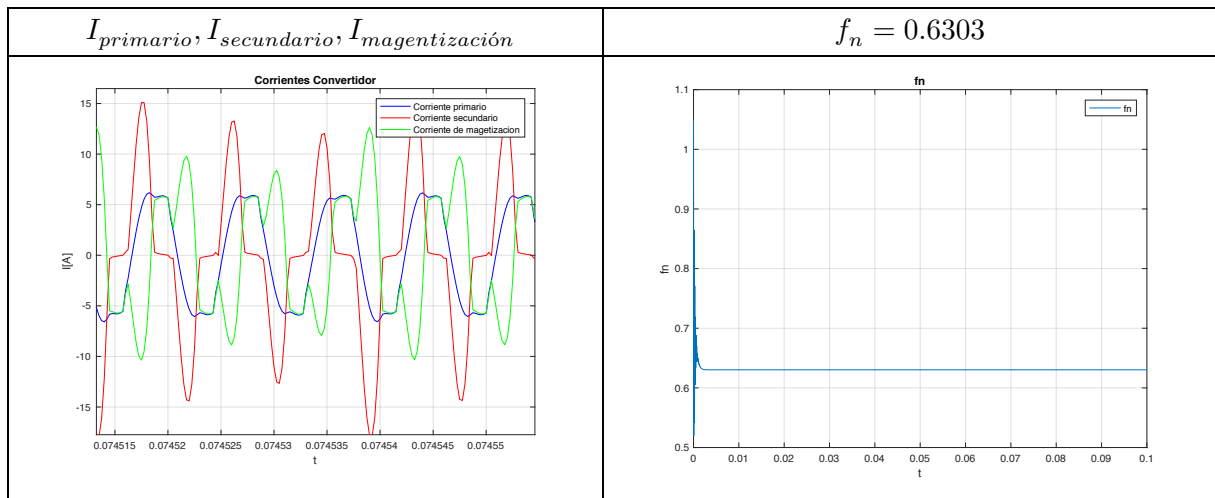


Tabla 18 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 200$ [V] e $I_{out} = 10$ [A]

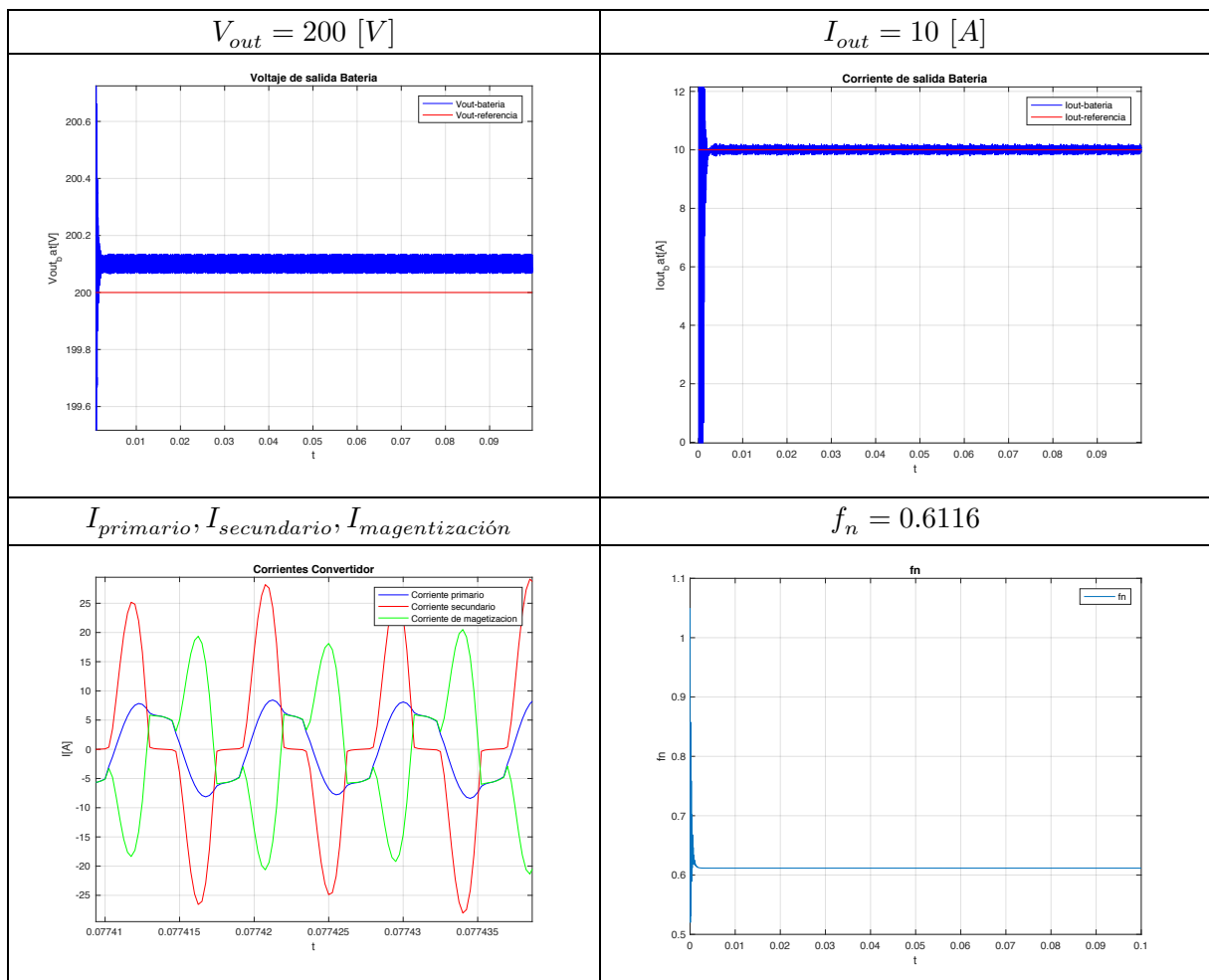


Tabla 19 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 200$ [V] e $I_{out} = 16$ [A]

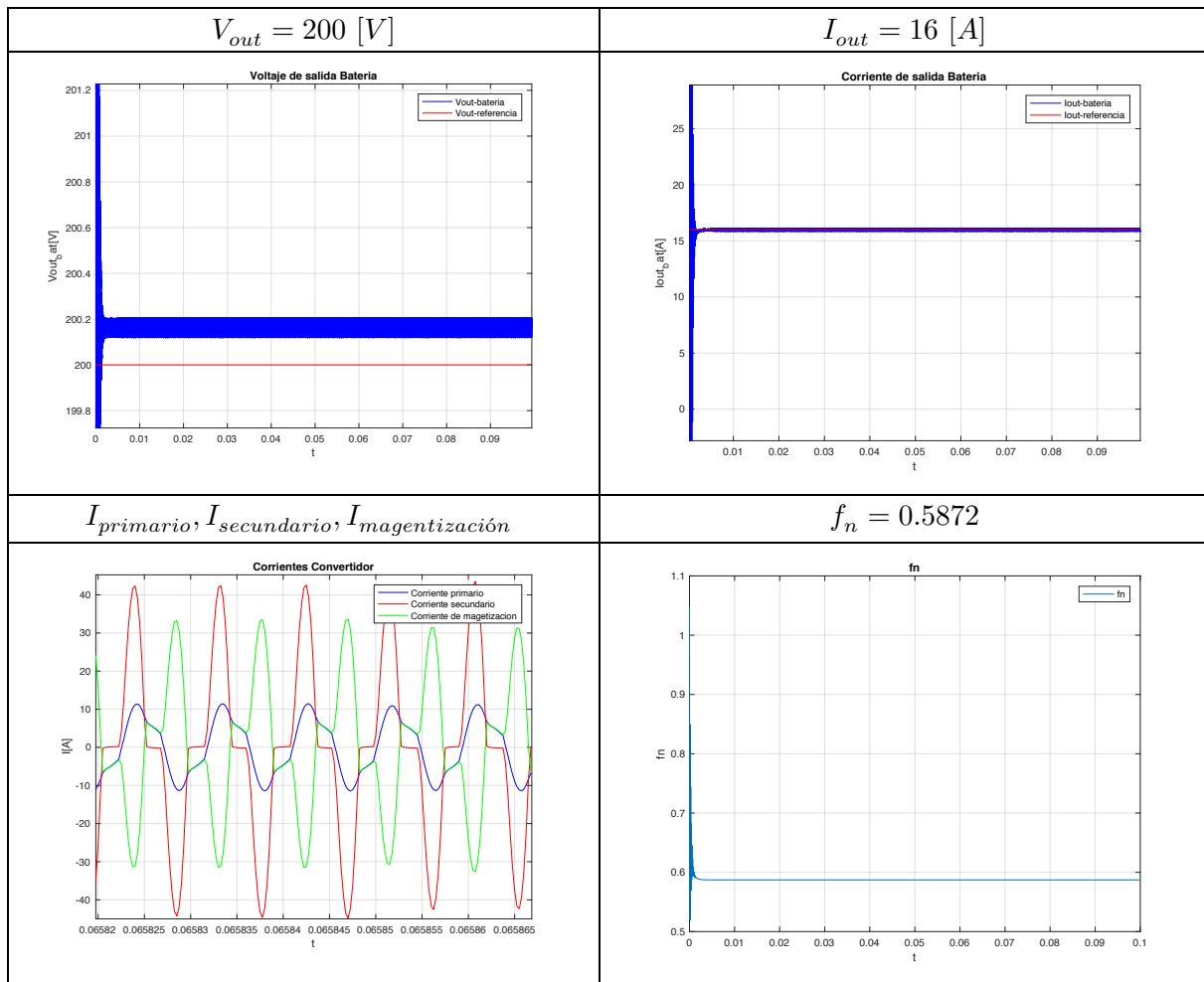
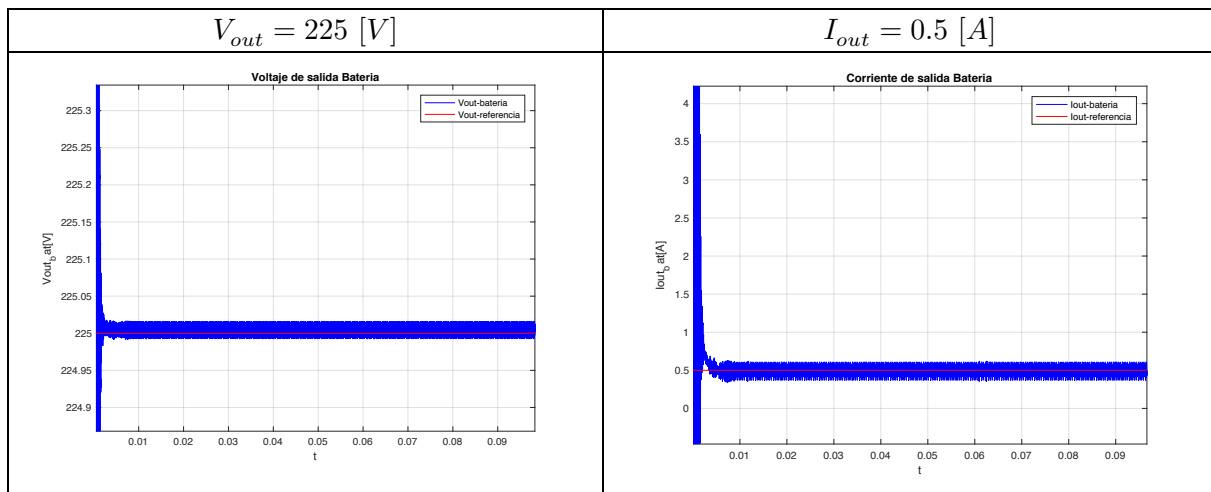


Tabla 20 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 225$ [V] e $I_{out} = 0.5$ [A]



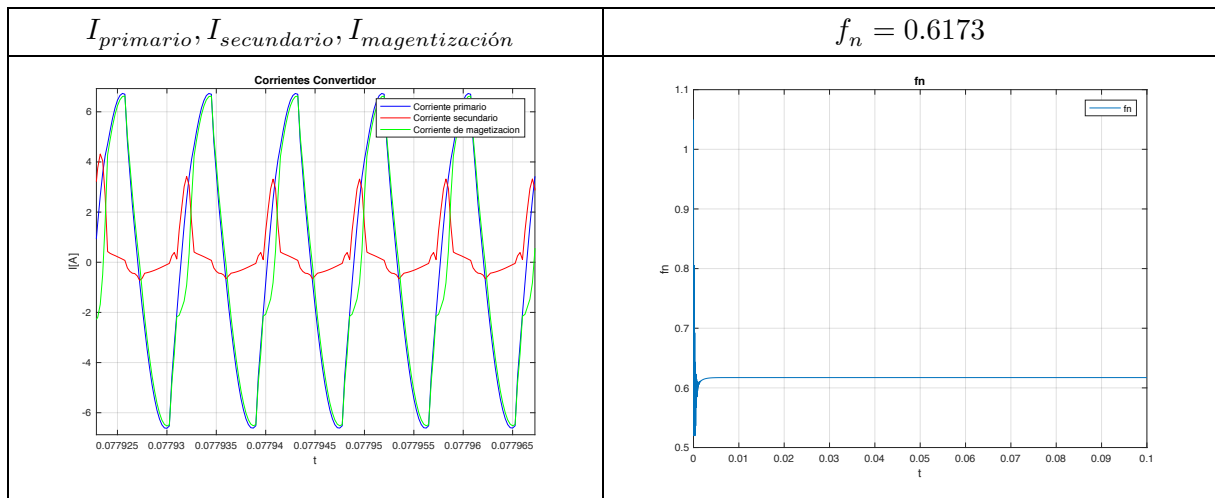


Tabla 21 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 225$ [V] e $I_{out} = 5$ [A]

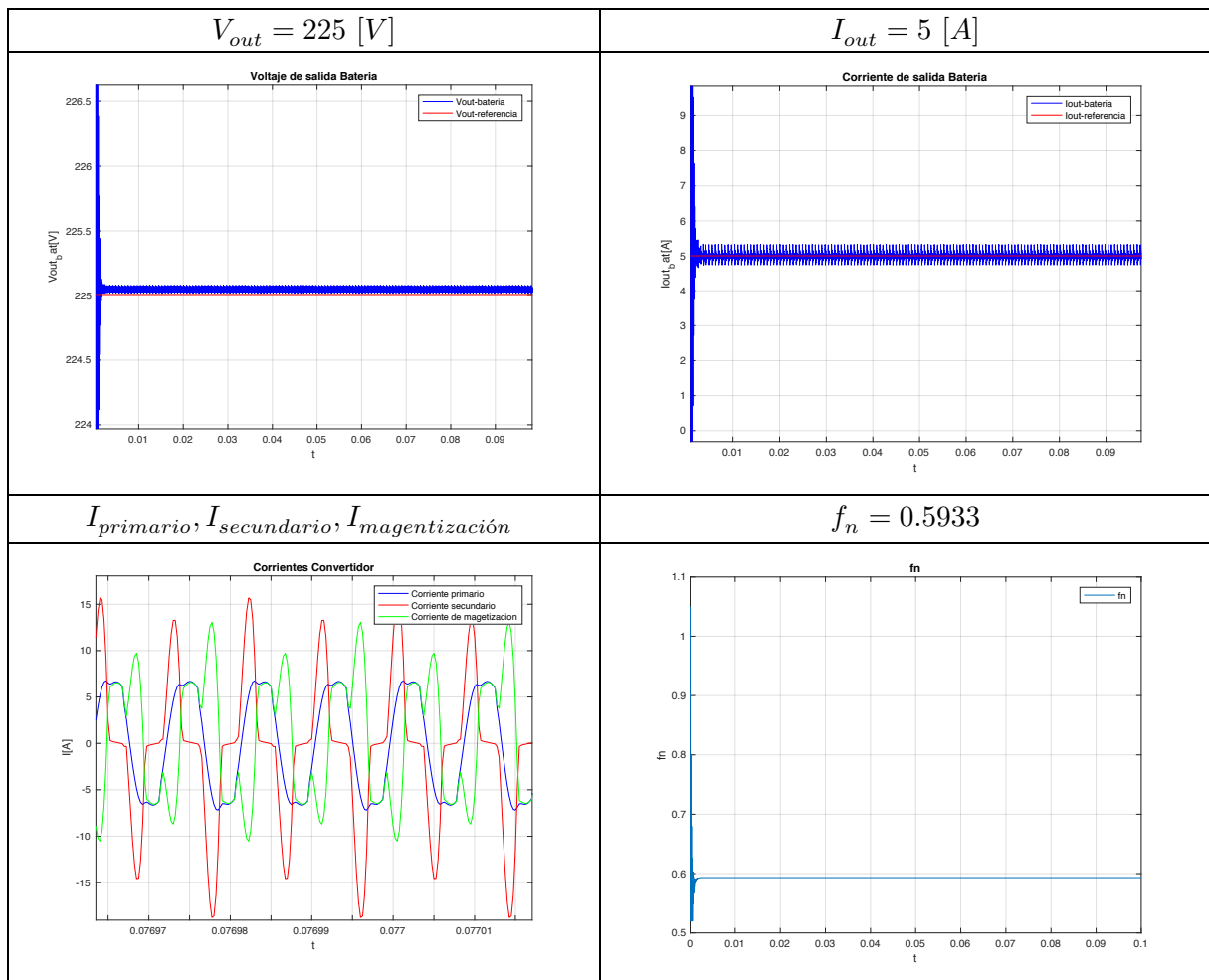


Tabla 22 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 225$ [V] e $I_{out} = 10$ [A]

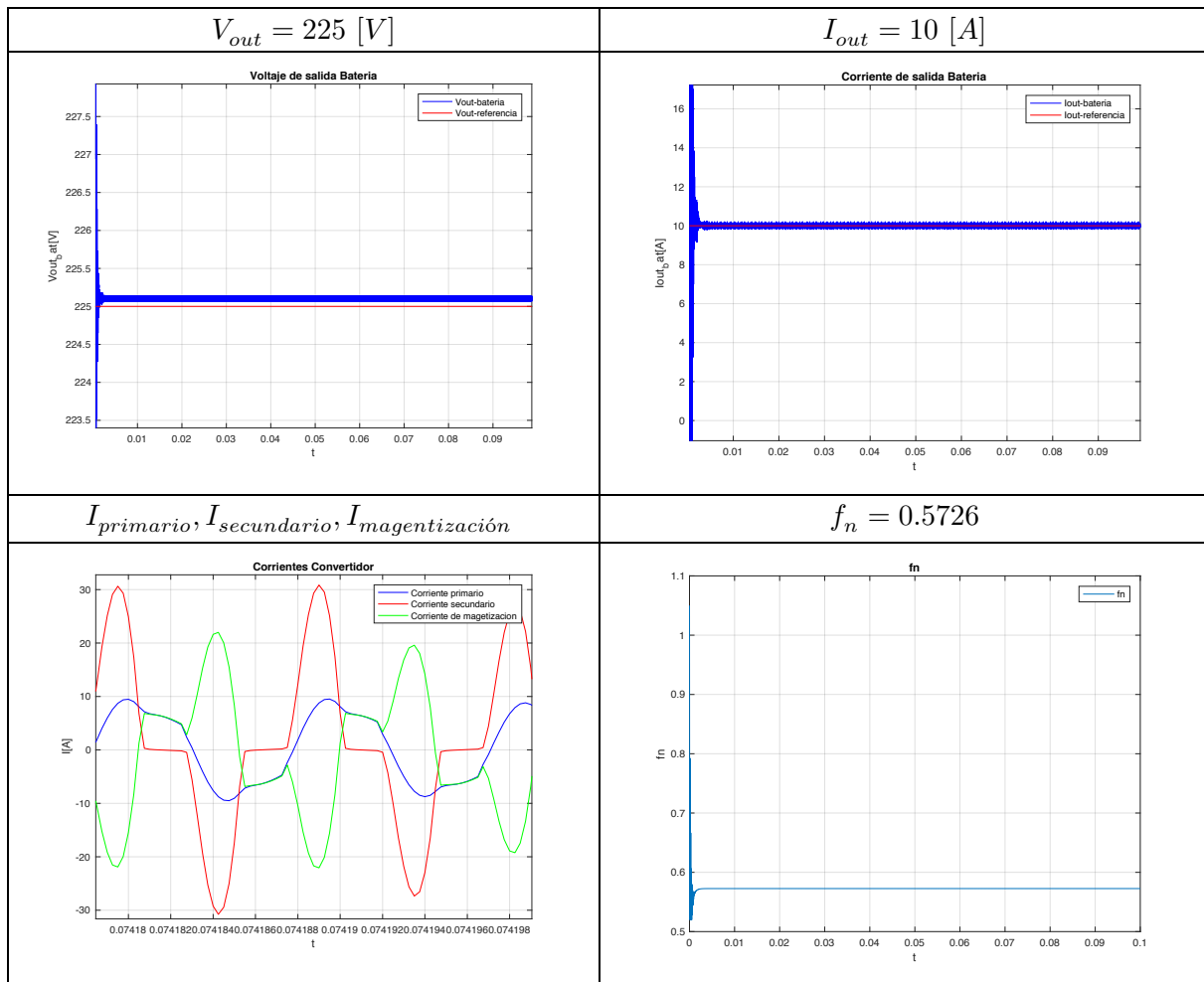
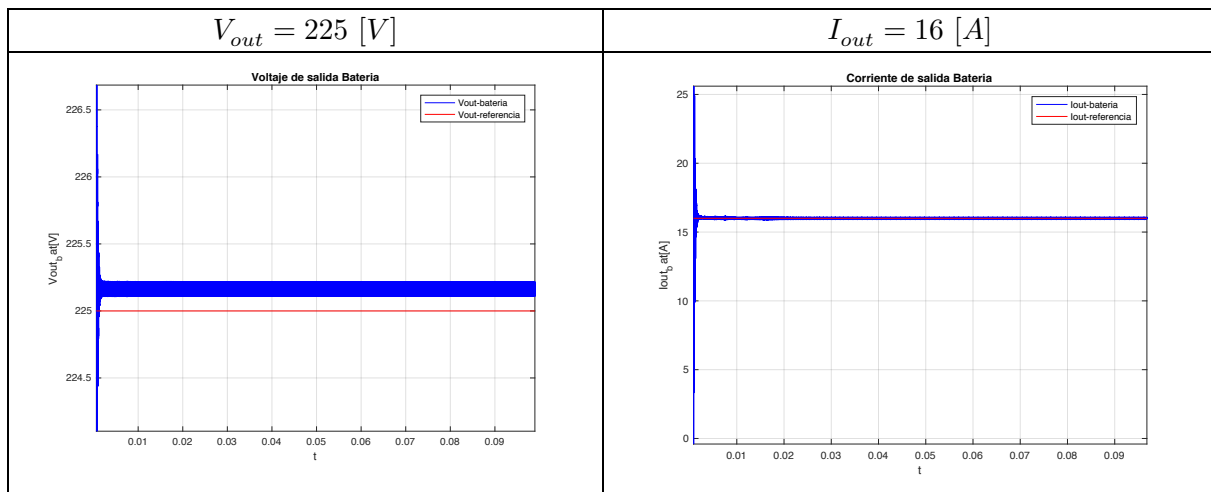
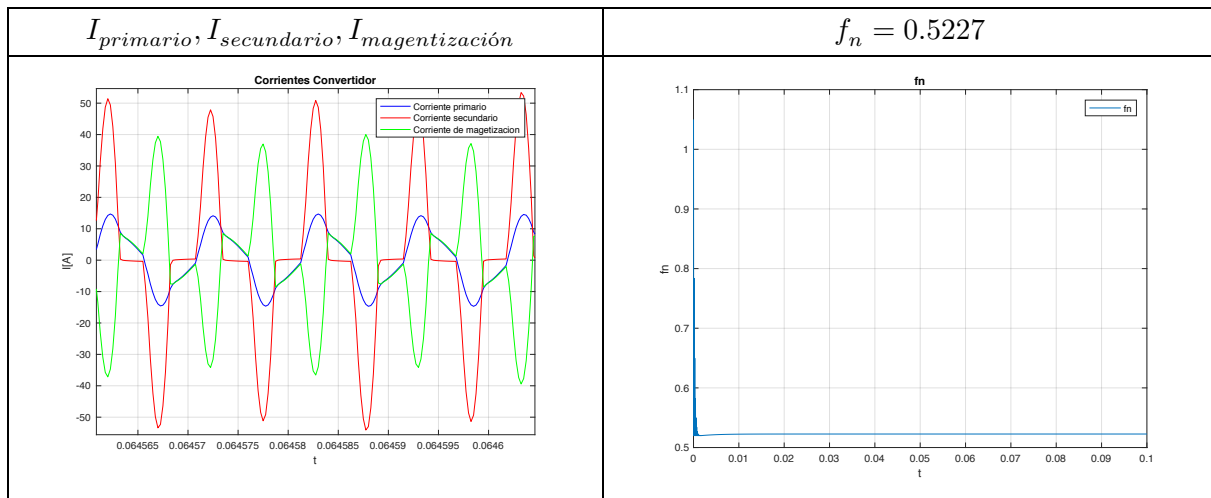


Tabla 23 Resultados de simulación del convertidor resonante para $V_{out} = 225$ [V] e $I_{out} = 16$ [A]





En todos los resultados anteriores, se ha notado como trabajan para las diferentes corrientes de referencia en función de las curvas estudiadas en el anterior capítulo (Ver **Figura 52**). Una vez comprobada la correcta ejecución de estos se realiza la simulación para los voltajes y corrientes de referencia que se marcan en la curva de carga que emulará el proceso de carga de una batería en un EV real. En la **Figura 64** se presenta la curva de Voltaje de salida del convertidor que sigue al voltaje de referencia anteriormente determinado.

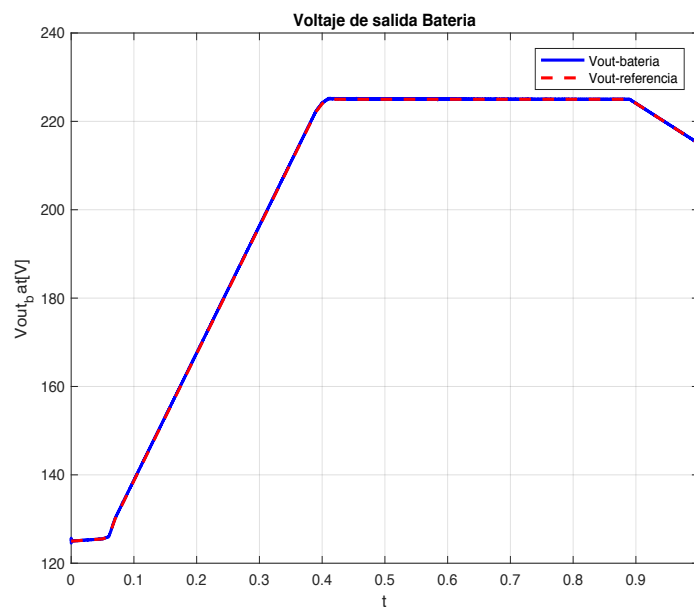


Figura 64 Voltaje de salida de batería y voltaje de referencia seguido para un EV

En la **Figura 65** se muestra la corriente de salida del convertidor que ha seguido a la corriente de referencia de carga de la batería para un EV, en la que al inicio después del

arranque del sistema, realiza una inyección a corriente constante y al alcanzar el voltaje la batería, cae esta corriente hasta un valor de corriente de 0.5 [A]. En esta curva, se presenta un ruido producto de las variaciones que ha ido presentándose a medida que ha ido aumentando el voltaje el momento de realizar la carga y su variación en la frecuencia normalizada como se muestra en la **Figura 66**.

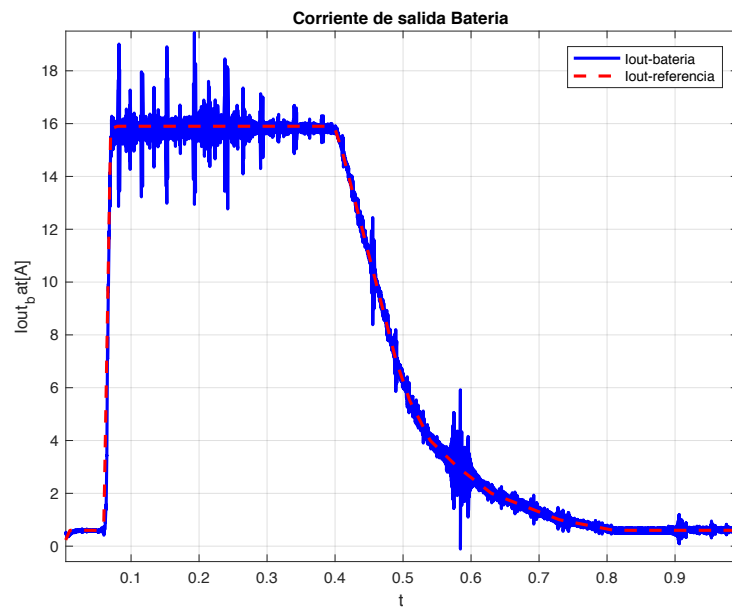


Figura 65 Corriente de salida de batería y corriente de referencia a seguir

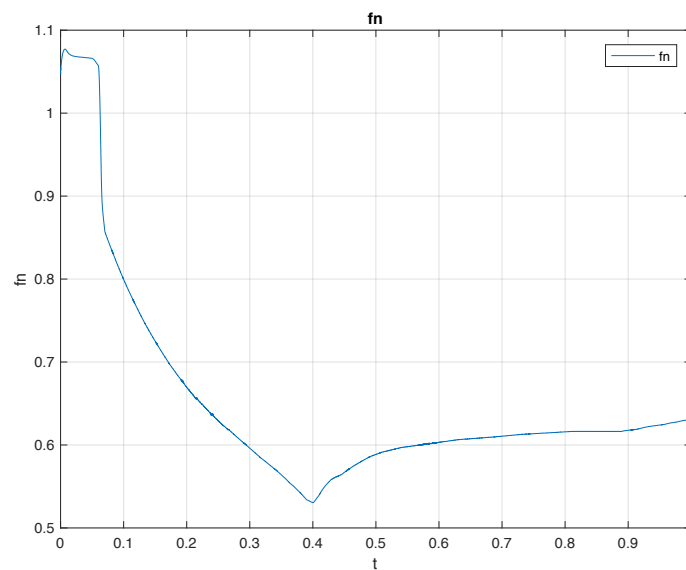


Figura 66 Curva de frecuencia normalizada f_n en función de t para la curva de carga de un EV

En la **Figura 67** se muestra el resultado de las corrientes en el primario $I_{primario}$, secundario $I_{secundario}$ y de magnetización $I_{magnetización}$ presentes durante la etapa de carga de la batería de un EV. Durante el inicio se presenta una corriente baja y alcanza su punto máximo cuando se da la potencia máxima cercan a los 3.6 [kW] determinados en los parámetros del convertidor.

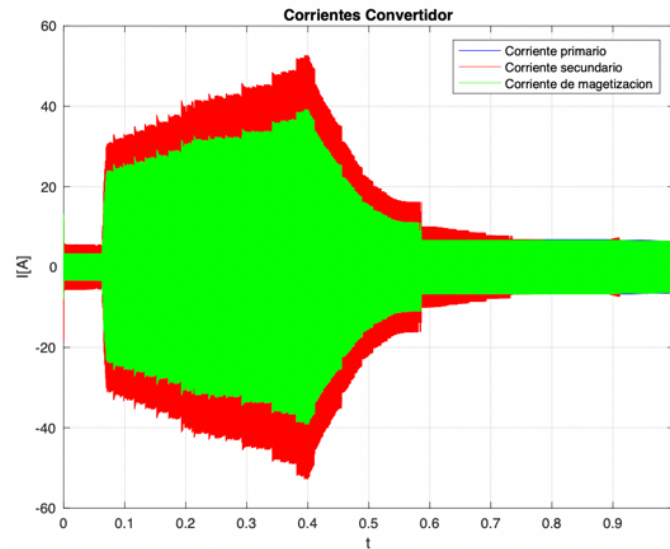


Figura 67 $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ presentes en el proceso de carga de la batería de un EV

Realizando un análisis de estas curvas de corrientes, en el intervalo inicial realizando un zoom se tiene en la **Figura 68** las corrientes del primario y de magnetización similares con un ligero desfase y superiores a la corriente del secundario debido a la baja corriente de referencia de salida que para este punto está en los 0.5 [A].

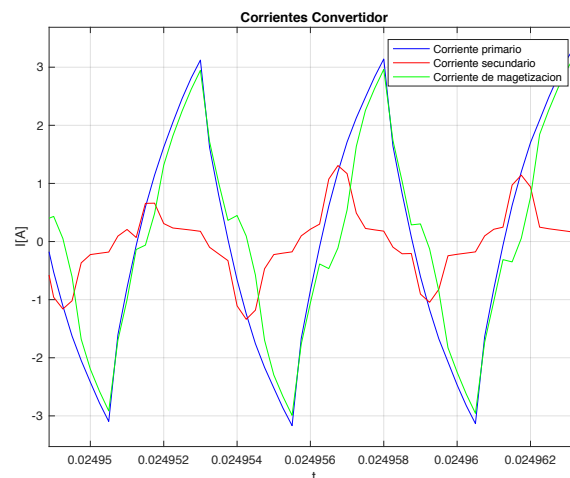


Figura 68 Zoom de las corrientes $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ presentes en el proceso de carga de la batería de un EV en el intervalo inicial

Durante el intervalo intermedio de carga a corriente constante como se muestra en la **Figura 69** se puede observar un incremento significativo de la corriente del secundario que es mayor que las corrientes del primario y la de magnetización.

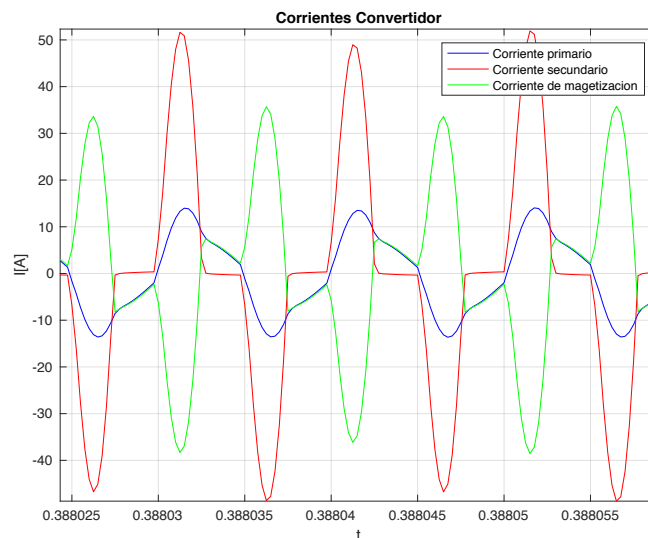


Figura 69 Zoom de las corrientes $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ presentes en el proceso de carga de la batería de un EV en el intervalo de carga a corriente constante

Posteriormente, Figura 69 en la **Figura 70** se puede observar que dicha corriente en el secundario va disminuyendo en el proceso de carga a voltaje constante durante el cual la corriente de referencia de la batería va disminuyendo y esto se ve reflejado en la reducción de la amplitud de la corriente en el secundario en el convertidor.

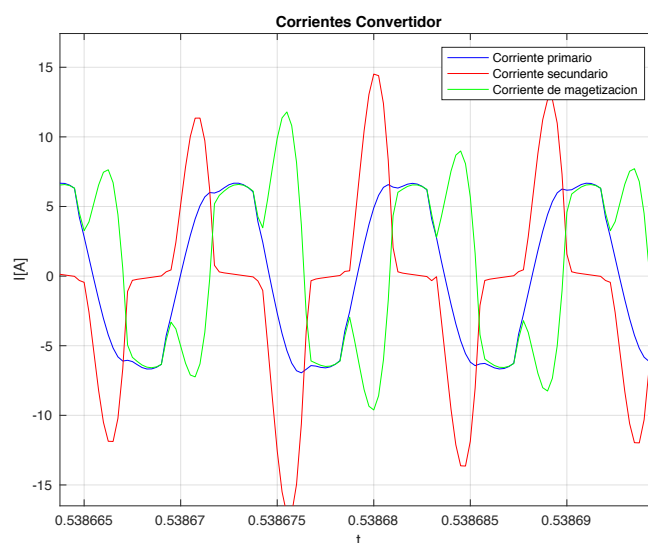


Figura 70 Zoom de las corrientes $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ presentes en el proceso de carga de la batería de un EV en el intervalo de carga a voltaje constante

Finalmente, en el último tramo donde se tiene una corriente muy baja entre 0.5 y 0.6 [A] como referencia para la carga de mantenimiento, se puede ver que las corrientes del primario y magnetización son muy similares, teniendo a una corriente en el secundario que va disminuyendo y es inferior a estas dos anteriormente mencionadas como se indica en la **Figura 71**.

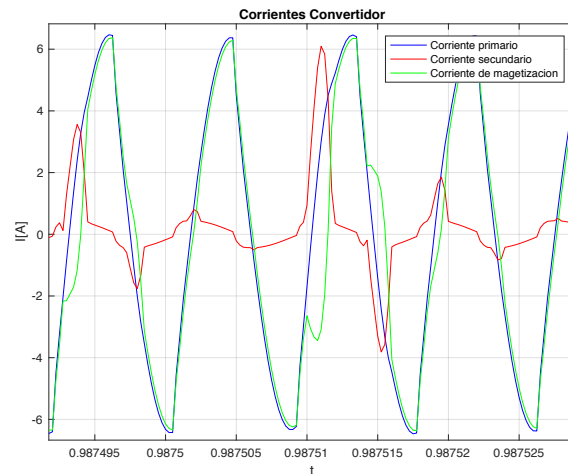


Figura 71 Zoom de las corrientes $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ presentes en el proceso de carga de la batería de un EV en el intervalo final

Anteriormente se había mencionado la curva de potencia de salida presente en el proceso de carga de la batería en un EV, en el cual se puede comprobar que la curva de potencia de salida cumple con el parámetro inicial mostrado en la **Figura 54** determinada en el capítulo anterior y que se cumple en la **Figura 72** que nos da un pico máximo cercano a los 3.6 [kW] en el instante de carga máxima a 16 [A] y voltaje de salida a 225 [V].

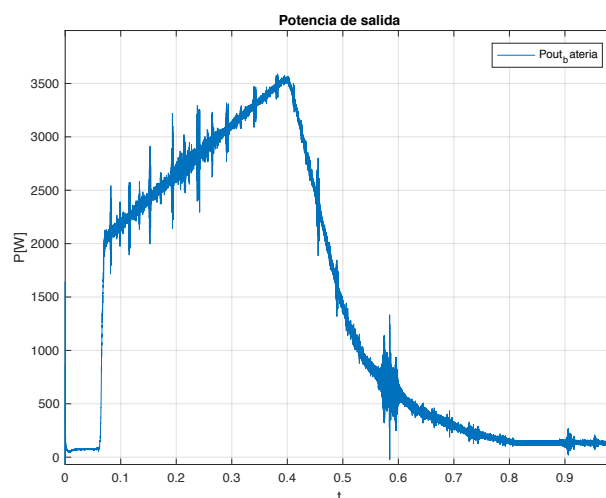


Figura 72 Potencia de salida presente en el proceso de carga de la batería de un EV

En la curva presentada en la **Figura 73** se puede observar como ha ido cambiando la frecuencia de trabajo de los interruptores (Mosfet) empleados en el convertidor, al cual se tiene determinada la frecuencia de resonancia para este convertidor que se ubica en $f_r = 184.7 [kHz]$ en la cual tenemos operación por encima de la frecuencia de resonancia en el intervalo inicial y posteriormente una frecuencia de conmutación inferior a esta.

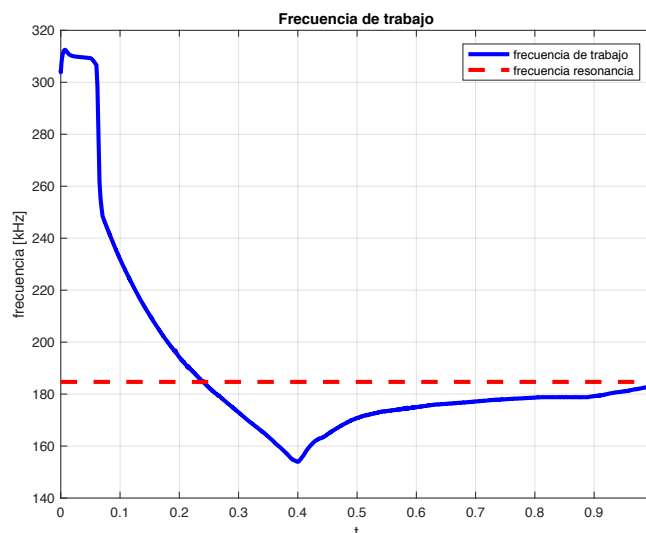


Figura 73 Curva de frecuencia de trabajo durante el proceso de carga de la batería de un EV

4.3 RESPUESTA DEL SISTEMA COMPLETO

La combinación de las dos etapas del cargador de baterías para EVs, se realiza mediante la combinación de los dos convertidores anteriormente mencionados los cuales operarán uno a continuación del otro tal como se ha determinado anteriormente. En la **Figura 74** se muestra el modelo en Simulink del cargador de baterías de dos etapas basado en un rectificador Boost PFC y un convertidor resonante para aplicaciones en la industria de automoción referente a EVs.

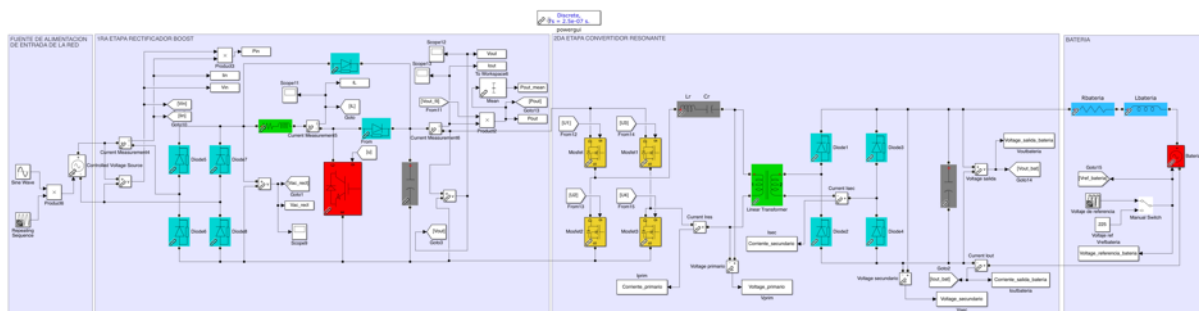


Figura 74 Modelo del cargador de baterías de dos etapas para EVs

Los resultados de la simulación completa para este sistema se han realizado con las curvas de carga mostradas en la **Figura 54**, en la cual se tienen los resultados de simulación del sistema completo en la que el tiempo de simulación empleado fue de 1 [seg].

4.3.1 VOLTAJE Y CORRIENTE DE ENTRADA DEL CARGADOR

En la **Figura 75** se muestran las formas de onda del voltaje y corriente de entrada del cargador, en la cual se puede comprobar que se cumple con la condición del factor de potencia unitario al tener en fase las dos variables anteriormente mencionadas. Se puede verificar como se ha implementado la perturbación que puede tener la red para una simulación más cercana a la realidad y el comportamiento del sistema frente a estos cambios donde si presenta una caída de tensión, se produce un incremento en la corriente.

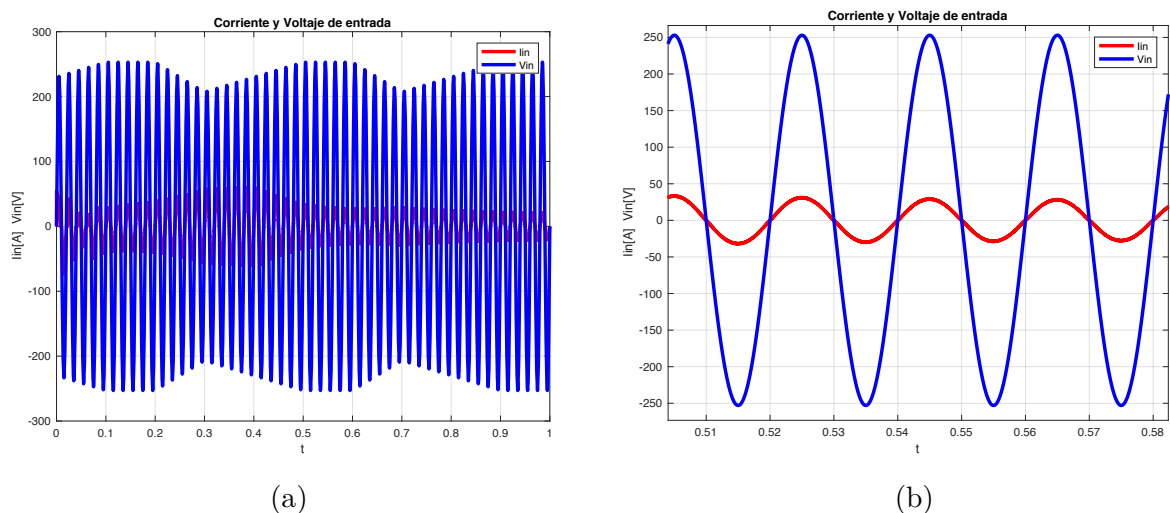


Figura 75 (a) Voltaje y corriente en la entrada del cargador de baterías para EVs con perturbación en la red. (b) Zoom donde el voltaje y la corriente están en fase cumpliendo el requisito de factor de potencia unitario

4.3.2 VOLTAJE DE SALIDA PRIMERA ETAPA EN EL CONVERTIDOR BOOST

En la **Figura 76** se muestran el voltaje de salida en la primera etapa del cargador de batería que corresponde a la salida de tensión de 800 [VDC] del rectificador Boost.

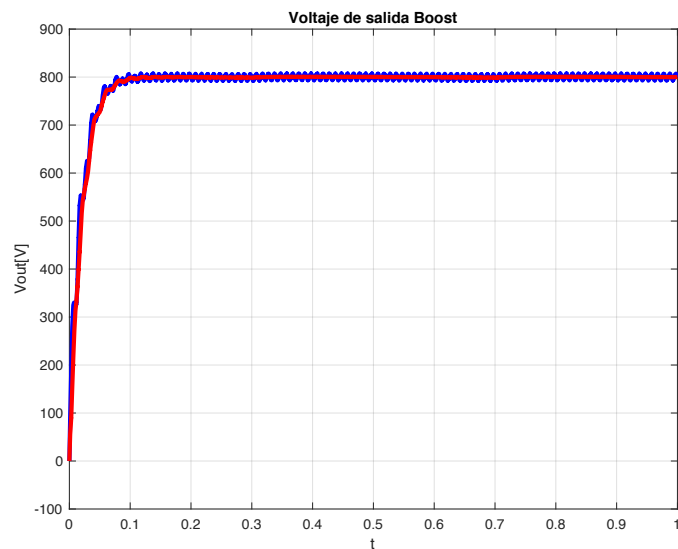


Figura 76 Voltaje de salida rectificado a la salida de la primera etapa del cargador de baterías para EVs

4.3.3 VOLTAJE DE SALIDA DEL CARGADOR

En la **Figura 77** se muestra el voltaje de salida en referencia a la curva de carga de una batería para un EV.

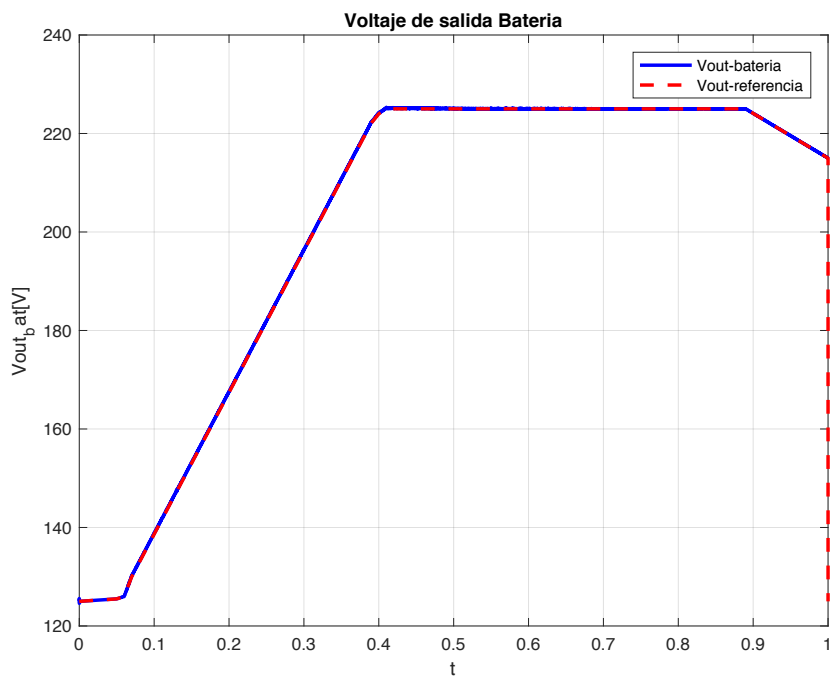


Figura 77 Voltaje de salida de la batería según curva de carga para EVs

En esta se puede apreciar como el voltaje de salida sigue a la de referencia determinada para este proceso de carga que inicia en 125 [V] y va subiendo a medida que se realiza la carga a corriente constante hasta llegar al voltaje de 225 [V] para en este punto empezar con una carga a voltaje constante y finalmente empezar a decaer una vez que empieza el proceso de auto descarga.

4.3.4 CORRIENTE DE SALIDA DEL CARGADOR

En la **Figura 78** se muestran la corriente de salida en referencia a la curva indicada en el proceso de carga de la batería iniciando con intervalo de 0.5 [A], hasta garantizar que a la salida del convertidor durante el arranque del sistema ya se tenga estabilizado el voltaje de 800 [V] y de esta manera se pueda realizar la inyección de energía a corriente constante de 16 [A] hasta lograr que el voltaje en la batería alcance su máximo en 225 [V]. Posterior a esto se tiene el proceso de carga a voltaje constante donde la corriente va cayendo hasta llegar a un mínimo de trabajo inferior a los 500 [mA]. En la curva mostrada se nota un rizado en la curva que su promedio sigue a la corriente de referencia indicada en este proceso, el cual está en función del ajuste del controlador en base a las variables de entrada de la segunda etapa del convertidor.

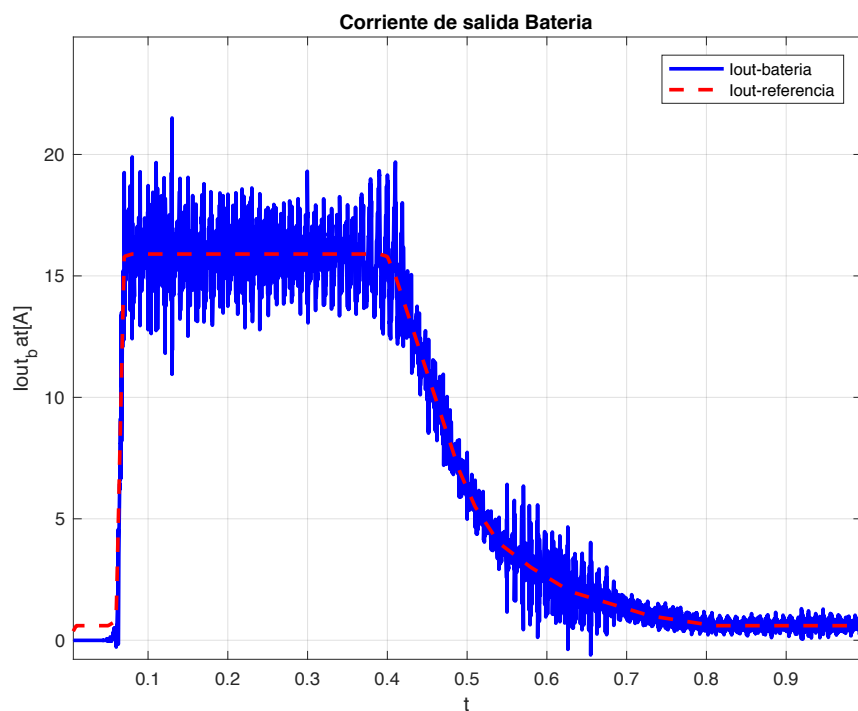


Figura 78 Corriente de salida de la batería según la curva de carga para EVs

Se puede observar un comportamiento muy similar en las corrientes del primario $I_{primario}$, secundario $I_{secundario}$ y de magnetización $I_{magnetización}$ en la **Figura 79** que presentan una ligera diferencia en el arranque respecto a la mostrada en la simulación realizada con una tensión continua de 800 [V] en la entrada debido a que en esta no se consideró el tiempo de arranque del sistema hasta estabilizarse al voltaje de salida de referencia.

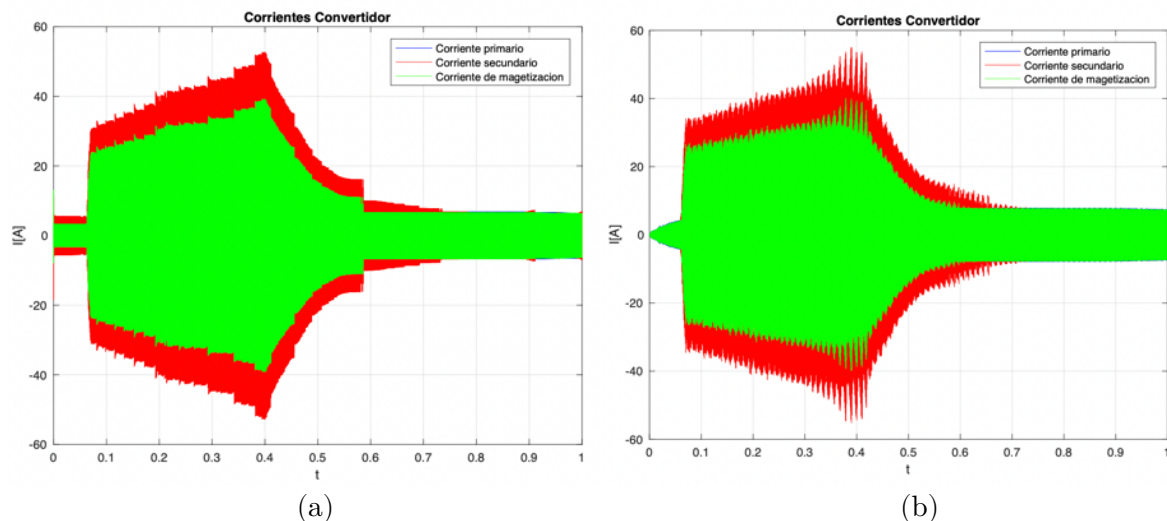


Figura 79 $I_{primario}$, $I_{secundario}$, $I_{magnetización}$ en el proceso de carga de la batería: (a) Simulación considerando sólo la segunda etapa y (b) Simulación considerando el sistema completo y el tiempo de estabilización en el arranque del sistema

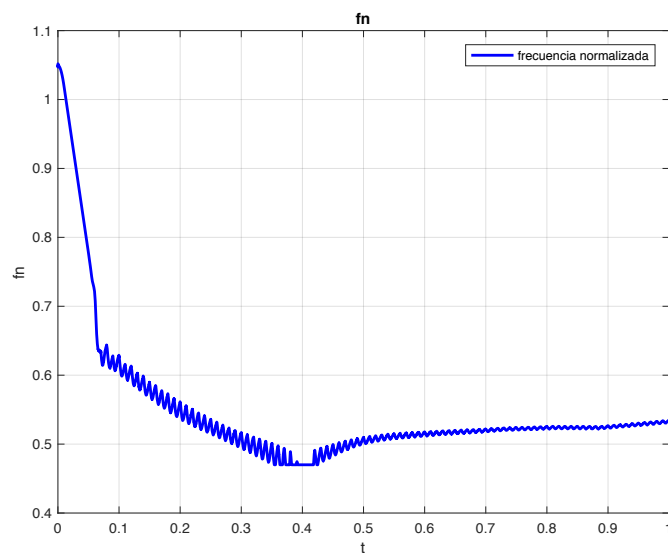


Figura 80 Frecuencia normalizada f_n presente durante el proceso de carga de la batería

En las **Figura 80** y **Figura 81** se muestran las curvas de la frecuencia normalizada f_n y frecuencia de trabajo del proceso de carga de la batería para un EV en la que se nota en ambos

casos un rizado que se tiene porque la tensión de entrada en la segunda etapa del cargador no es una tensión perfectamente lineal, sino que tiene una oscilación proveniente del convertidor de la primera etapa. El valor promedio de estas curvas se compara con las curvas obtenidas al tener una tensión de entrada totalmente lineal.

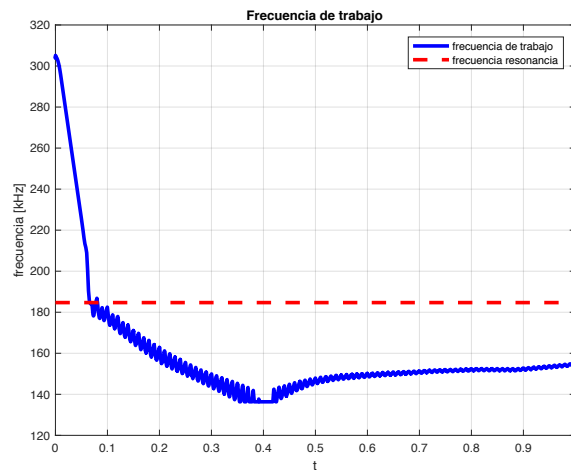


Figura 81 Frecuencia de trabajo presente durante el proceso de carga de la batería

4.3.5 POTENCIA DE SALIDA DEL CARGADOR

Para finalizar en la **Figura 82** se muestra la curva de salida de la potencia en que se viene dada por las curvas en el proceso de carga de la batería. El rizado proveniente es heredado principalmente por la corriente de salida que presenta este rizado a la salida pero que en valor promedio cumple con el seguimiento de la potencia de referencia proveniente del producto entre el voltaje y la corriente de referencia en este proceso ya inicialmente definido.

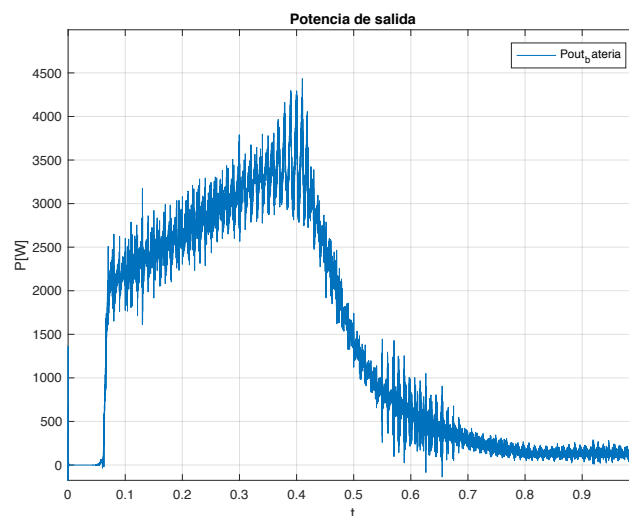


Figura 82 Potencia de salida durante el proceso de carga de la batería

Capítulo 5

Conclusiones y Perspectivas de trabajo

5.1 CONCLUSIONES

- Se ha realizado el estudio del rectificador Boost como primera etapa del cargador de baterías para EVs como aplicación en la industria de automoción, en el cual se ha requerido una tensión de salida de 800 [VDC] a partir de una fuente de alimentación en la entrada de la red convencional de 230[VAC], donde se han determinado los modelos matemáticos del convertidor, el control aplicado a este para lograr con el voltaje de referencia deseado, y el cálculo de elementos dentro de este en base a los parámetros de trabajo garantizando que se obtenga un factor de potencia unitario al tener sus formas de onda de corriente y voltaje en fase.
- Se ha estudiado funcionamiento del convertidor resonante como segunda etapa del cargador de baterías para EVs debido a su amplio campo de aplicación en este sector al trabajar con modos de conmutación con *soft – switching* que evita las pérdidas de conmutación de los semiconductores considerables que se producen en *hard – switching*, al operar a altos valores de frecuencia cercanas a la resonancia ofreciendo un sistema más robusto y fiable. La tipología analizada para este convertidor fue con la configuración en serie *SRC*, el cual consta de un tanque resonante que está constituido por valores calculados de L_r y C_r en base a una serie de pasos para poder diseñarlo en función de los parámetros de trabajo del convertidor, ganancias, factores de calidad, modos de operación *ZVS* y *ZCS*; sus respectivos modelos matemáticos y el control tipo

PI a la corriente de salida para que pueda seguir la referencia marcada en base a las curvas de frecuencia de conmutación y corriente de salida en este convertidor.

- Se ha cumplido y ejecutado las diferentes simulaciones del cargador de baterías de dos etapas mediante las herramientas de “Sim Power Systems” de MATLAB – SIMULINK, en el cual se han separado por cada una de estas iniciando con el rectificador Boost con factor de potencia unitario, posteriormente con el convertidor resonante *SRC* DC – DC con la referencia de la curva de carga de la batería de voltaje, corriente y potencia de salida de referencia y finalmente la unión de los dos convertidores formando el cargador de baterías para EVs que comprende un gran campo de aplicación y tendencia en la industria de automoción.

- Se ha elaborado los diferentes análisis en base a los resultados en cada una de las etapas del cargador de baterías, donde se ha tomado en cuenta parámetros que acerquen a la realidad para tener una simulación más fiable en el momento de tomarlo como punto de referencia para cualquier implementación de estas características. Durante la primera etapa en el convertidor Boost con factor de potencia unitario, se obtuvo el voltaje de salida el cual presentó una oscilación entre $791.6 \leq V_{out\ Boost} \leq 806.2$ [VDC] con un voltaje de salida del rectificador Boost promedio de $V_{out\ Boost} = 798.9$ [VDC] mediante la aplicación de un *control en modo deslizante* con un lazo de control a la corriente de entrada y un *control Feed – Forward* al voltaje de salida. En la segunda etapa del convertidor resonante, se realizó una serie de simulaciones en base a diferentes voltajes de referencia $V_{out\ referencia} = 125, 150, 175, 200 \text{ y } 225$ [V] y sus respectivas corrientes de referencia $I_{out\ referencia} = 0.5, 5, 10 \text{ y } 16$ [A] provenientes de la curva de carga para sus etapas de carga a corriente constante, carga a voltaje constante y finalmente carga de mantenimiento como una curva típica de carga de una batería. En este convertidor el control empleado es en base a la frecuencia normalizada f_n aplicado un PI a la diferencia en la corriente de referencia y la de salida, donde los valores de operación de la frecuencia fueron determinados mediante una serie de simulaciones que determinen la corriente de salida en función de la frecuencia normalizada.

- Los diferentes resultados obtenidos en el cargador de baterías para EVs en base las corrientes, voltajes y potencias de referencia, han mostrado que los sistemas de control empleados han cumplido los objetivos marcados inicialmente en cada una de las etapas, así como en conjunto global de todo el equipo; siendo estos cargadores una aplicación que ya se emplea en EVs en el mercado y cuyos principios de funcionamiento se basan

en este tipo de convertidores logrando contribuir al uso de energías renovables y desistiendo del uso de combustibles fósiles.

5.2 PERSPECTIVAS DE TRABAJO

- El avance tecnológico presente en el campo de la industria de la automoción nos obliga a buscar alternativas a los vehículos convencionales que usan como su fuente de energía los diferentes derivados del petróleo; por lo cual se está desarrollando un amplio campo de investigación en los EVs y los diferentes mecanismos para poder ofertar al mercado soluciones que empleen un tiempo de carga mínimo considerando que toda la infraestructura esté preparada por lo cual se propone realizar estudios con cargadores de baterías de carga ultrarrápida y con baterías basadas en pilas de combustible para disminuir considerablemente estos tiempos de carga.
- Como tendencia hacia las redes inteligentes “*smart grids*”, se ve necesario el poder desarrollar cargadores con capacidad de trabajo bidireccional en el cual no solo puedan absorber energía de la red, sino que también puedan aportar e inyectar energía de sus baterías a la red. Esto involucraría que el cargador de baterías esté diseñado y preparado para poder trabajar en ambos escenarios y con esto dar un paso más en la continua carrera por optimizar todo el recurso energético a futuro.
- Finalmente, será necesario que el diseño de estos cargadores de baterías para EVs, sea enfocado para trabajar en los diferentes puntos de carga que se tienen y se van a ir implementando en los puntos de carga. Es decir, que estos cargadores estén preparados para poder trabajar desde tensiones de red monofásica de 110 – 220 [VAC] monofásica, así como tensiones de red de 230 – 400 [VAC] trifásica, frecuencias de red 50 – 60 [Hz] para que el cargador del EV pueda ser utilizado con un mayor rango de suportación a nivel mundial sin tener que optar por tener un cargador que se ajuste a unas condiciones de puntos de carga específicos y determinadas para cada región.

Agradecimientos

Una meta más cumplida que quiero compartir con todas las personas que me han brindado su apoyo en todo momento y que han depositado su confianza en cada uno de los objetivos propuestos y ahora uno de tantos ellos se ve realizado.

A Dios, por ser la guía y mi compañero en todo momento.

A mis padres, mis hermanos por todo el apoyo y los consejos brindados día a día a pesar de la distancia.

A María Inés, mi gran amor y compañera de vida, por la confianza depositada y sus continuas palabras de aliento para seguir adelante.

A mis maestros de la Universidad Politécnica de Catalunya, en especial a mi director Miguel Castilla, por su fundamental apoyo y guía en la realización de este trabajo, así como en la mística entregada en cada una de sus cátedras impartidas.

A mis amigos por todos los momentos compartidos, su valiosa amistad durante todos estos años.

Gracias a todos

Juan Carlos Quijije Barreto

Referencias

- [1]. Adrià Marcos P. 2015. Design and control of a Battery charger for Electric Vehicles. Tarragona : s.n., 2015.
- [2]. Balenyategui, J.L. 1995. Aproximación al modelado de los procesos de carga y descarga en baterías electroquímicas mediante ecuaciones integrales. Madrid : CIEMAT, 1995.
- [3]. Bloomberg New Energy Finance. 2018. Informe Bloomberg: para el año 2022 está programada la revolución del coche eléctrico. Híbridos y eléctricos. [En línea] 2018. <https://www.hibridosyelectricos.com/articulo/sector/informe-bloomberg-ano-2022-programada-revolucion-coche-electrico/20160227102415011165.html>.
- [4]. Ciencia y tecnología. 2014. Baterías de ion - litio. Conceptos, funcionamiento, mantenimiento y trucos PARTE I. Ciencia y tecnología. [En línea] 2014. <http://architecnologia.blogspot.com/2014/04/baterias-de-ion-litio-conceptos.html>.
- [5]. Deng J., Li S., Hu S., Chris C. 2014. Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers. s.l. : IEEE, 2014.
- [6]. Design and construction of a Boost type DC/DC converter with adjustable PWM. Marulanda J., Ordoñez J., Mosquera L. 2017. 2017, Scientia et Technica Vol 22.
- [7]. Design, Simulation and Implementation of a 500W Single - Phase CCM Boost PFC. Roussineau E. 2017. 2017, IEEE.
- [8]. Difference between hybrid and electric vehicles. 2017. Electric Vehicles. Difference between hybrid and electric vehicles. [En línea] 2017. <http://electricvehiclesmedzukibu.blogspot.com/2017/07/difference-between-hybrid-and-electric.html>.
- [9]. Electromovilidad. 2019. Tipos de batería para coches eléctricos. [En línea] 2019. <http://electromovilidad.net/tipos-de-bateria-para-coche-electrico/>.
- [10]. Energicentro. 2018. La auto-descarga: ¿siempre ocurre? [En línea] 2018. <http://energicentro.blogspot.com/2014/11/la-auto-descarga-siempre-ocurre.html>.
- [11]. FASTNED. 2017. What is fast charging? What is fast charging? [En línea] 2017. <https://fastned.nl/en/blog/post/what-is-fast-charging>.
- [12]. FCE. 2014. La autonomía real del Renault ZOE. Foro Coches Eléctricos. [En línea] 2014. <https://forococheselectricos.com/2014/04/autonomia-real-del-renault-zoe.html>.
- [13]. —. 2016. Todo sobre la batería Panasonic NCR18650B. La batería utilizada por el Tesla. Foro coches eléctricos. [En línea] 2016. <https://forococheselectricos.com/2016/02/la-bateria-panasonic-ncr18650b.html>.

- [14]. Galera, Víctor. 2002. Simulador de Convertidores DC-DC. Escola Técnica Superior Enginyeria, Universitat Rovira i Virgili. [En línea] 2002. <http://deeea.urv.cat/public/PROPOSTES/pub/pdf/197pub.pdf>.
- [15]. García de Vicuña L. 2017. Non-linear control design of single-phase UPS systems. Vilanova y la Geltru : s.n., 2017.
- [16]. Garvía, Alcántara. 2017. Corriente Eléctrica RENAULT. [En línea] 2 de Marzo de 2017. <https://corrienteelectronica.renault.es/cuanto-tiempo-tarda-en-cargarse-el-coche-electrico/>.
- [17]. ISKRA. 2017. What is an EMI filter? ISKRA EMI filters. [En línea] 2017. <https://www.iskra.eu/en/Blog/What-is-an-EMI-filter/>.
- [18]. La incorporación de los vehículos eléctricos en América Latina. Julián Gómezy Gélvey, Carlos Hernán Mojica, Veerender Kaul, Lorena Isla. 2017. 2017, BID.
- [19]. LLC resonant half-bridge converter design guideline. ST Microelectronics. 2014. 2014, ST AN2450 Application note.
- [20]. Martínez J. 2017. Métodos de estimación del estado de carga de baterías electroquímicas. Barcelona : ETSEIB, 2017.
- [21]. MFEO Trade Co., Limited. 2019. Made in China. [En línea] Abril de 2019. https://es.made-in-china.com/co_rockmfeco/image_Un-Polarized-1000UF-800V-for-DC-Link-Filter-Capacitor_hruioeey_tCiaDQAEaNUO.html.
- [22]. Monar, Alex Segura. 2014. Diseño de un convertidor de alta eficiencia. Barcelona : s.n., 2014.
- [23]. Motorpasion. 2017. Mitsubishi Outlander PHEV, especificaciones, versiones y precios en España. [En línea] 2017. <https://www.motorpasion.com/coches-hibridos-alternativos/mitsubishi-outlander-phev-especificaciones-versiones-y-precios-en-espana>.
- [24]. Nissan Motor Corporation. 2017. Next - generation Fuel Cell Stack. Nissan Motor Corporation. [En línea] 2017. https://www.nissan-global.com/EN/TECHNOLOGY/OVERVIEW/fcv_stack.html.
- [25]. Non-Linear Control Design of Single-Phase UPS Systems. García L.G., Castilla M., Matas J. 2017. 2017, IEEE.
- [26]. Observatorio tecnológico de la Energía. IDAE. 2017. 2017, Mapa tecnológico de movilidad eléctrica.
- [27]. Perspectivas de crecimiento de la movilidad eléctrica. IDOM OVERVIEW. 2017. 2017, ELECTRIC VEHICLES IN LOGISTIC AND TRANSPORTATION IDOM, pág. 12.
- [28]. RENAULT. 2017. Museo Nacional de la Ciencia y de la Técnica de Catalunya. [En línea] 2017. http://mnactec.cat/somelectrics/wp-content/uploads/2017/05/BARCELONA_19_abril_2017_SOM-ELECTRICS-Luis-Vaerio-Renault-ilovepdf-compressed.pdf.
- [29]. Sliding Mode Control of a Unity Power Factor AC-to-DC boost converter. Baev S., Shtessel Y., Biglari H. , Adhami R. 2008. 2008, ResearchGate.
- [30]. Stückler F., Abdel - Rahman S., Siu K. 2016. PFC boost converter design guide. Munich : Infineon Technology AG, 2016.

- [31]. Tesla Model S Charging Wiring Diagram. 2009. Tesla Model S Charging Wiring Diagram. Wiring diagrams. [En línea] 2009. <http://11.eap-ing.de/tesla-model-s-charging-wiring-diagram.html>.
- [32]. Tribunal de Cuentas Europeo. 2018. Energía Renovable para un desarrollo rural sostenible. [En línea] Mayo de 2018. <http://publications.europa.eu/webpub/eca/special-reports/renewable-energy-5-2018/es/>.
- [33]. UNLP. 2017. Convertidor resonante con enclave de tensión como amplificador de potencia modulado en fase. Convertidores resonantes. [En línea] 2017. [http://sedici.unlp.edu.ar/bitstream/handle/10915/1352/2-_Convertidores_resonantes.pdf?sequence=6](http://sedici.unlp.edu.ar/bitstream/handle/10915/1352/2/_Convertidores_resonantes.pdf?sequence=6).
- [34]. Wallbox. 2018. Wallbox coche eléctrico. Wallbox - Puntos de recarga para coche eléctrico. [En línea] 2018. <http://www.wallbox-coche-electrico.es>.
- [35]. Wan, Hongmei. 2012. High Efficiency DC-DC Converter for EV Battery Charger Using Hybrid Resonant and PWM Technique. Virginia : s.n., 2012.
- [36]. Zabaleta J. 2016. Cálculo del estado de carga en baterías de plomo - ácido: diseño y validación experimental. Pamplona : UPNA, 2016.